

# **Fehlermodelle und Fehlerkorrektur für Inkrementalgeber bei Servoantrieben**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik  
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung des Grades eines Doktors

der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von Dipl.-Ing. Yaser Daaboul

aus Aleppo, Syrien

eingereicht am: 05.02.2016

mündliche Prüfung am: 14.12.2016

1. Referent: Prof. Dr.-Ing. W. Schumacher

2. Referent: Apl. Prof. Dr.-Ing. W. Adi

Druckjahr: 2017



# Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als Gastwissenschaftler am Institut für Regelungstechnik der Technischen Universität Braunschweig. Mein herzlicher Dank gilt an erster Stelle dem Leiter des Instituts für Regelungstechnik, Herrn Prof. Dr.-Ing. Walter Schumacher. Er hat diese Arbeit, besonders durch interessante Diskussionen und Ideen, angeregt und unterstützt.

Für die Übernahme der Mitberichterstattung und das Interesse, das er für diese Arbeit gezeigt hat, danke ich sehr Herrn Apl. Prof. Dr.-Ing. Wael Adi vom Institut für Datentechnik und Kommunikationsnetze. Ich möchte auch an dieser Stelle Herrn Prof. Dr. Achim Enders für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission danken.

Bei meinem Kollegen Herrn Dipl.-Ing. Bernd Amlang bedanke ich mich speziell für seine Ratschläge und seine tatkräftige Hilfe bei der praktischen Umsetzung meiner Arbeit. Ich möchte mich ferner bei allen Mitarbeitern, Kolleginnen und Kollegen des Instituts für die stets gute Zusammenarbeit und die vielen hilfreichen Diskussionen bedanken.

Besonderes herzlich danke ich meiner Familie und insbesondere meiner Frau für ihre Geduld und ihr Verständnis.

Braunschweig, im Februar 2016

*Yaser Daaboul*





# Kurzfassung

Um die hohen Anforderungen bezüglich Dynamik, und Genauigkeit bei Anwendungen von Servoantrieben erfüllen zu können, benötigt der Servoregler hochaufgelöste Lage- und Drehzahl-signale. Diese werden heutzutage überwiegend mit Hilfe von Sinus-Cosinus-Lagegebern realisiert. In der Praxis weisen die Gebersignale jedoch systematische Fehler und Rauschanteile auf. Die systematischen Fehler können grundsätzlich in zwei Kategorien eingeteilt werden: Feinlagefehler und Groblagefehler. Wenn sich das Drehzahlsignal regelungstechnisch im Rückkopplungszweig befindet, wirkt ihr Fehlersignal wie ein zusätzlicher Sollwert. Als Folge können Geräusche und Drehzahlschwankungen entstehen. In dieser Arbeit sind neue Verfahren zur Korrektur der systematischen und stochastischen Fehler entwickelt und untersucht worden, mit denen die Qualität der Korrekturverfahren konstant im gesamten Drehzahlbereich des Servomotors ist, insbesondere bei hohen Geschwindigkeiten. Die Hardware, die mit einer Kombination der DSP- und FPGA-Technik aufgebaut ist, wird für das Identifizieren der systematischen Fehler und für die Verifizierung der Korrekturverfahren der systematischen und stochastischen Fehler eingesetzt. Um eine gleichförmige Bewegung während des Identifizierens der systematischen Fehler zu erreichen, wurde der verwendete AC-Motor mit einer zusätzlichen Schwungmasse an der Motorwelle versehen. Für die Unterdrückung der Groblage- und Feinlagefehler wurde ein zweistufiges Korrekturverfahren untersucht. Die Kompensation der beiden Fein- und Groblagefehler erfolgt durch die gleichen Korrektur-tabellen im gesamten Drehzahlbereich. Um die Qualität der Korrekturverfahren bei den hohen Geschwindigkeitsbereichen bzw. die Änderungen systematischer Feinlagefehler mit der Geschwindigkeit verfolgen zu können, werden Multi-Tabellengestützte Verfahren oder Korrekturfunktion eingesetzt. Weiterhin ist ein neues Verfahren zur Unterdrückung des zufälligen Fehlers entwickelt worden. Dieses Verfahren basiert auf der linearen Regression für die Gesamtlage des Motors. Die Effektivität der untersuchten Korrekturverfahren wurde mit dem geschlossenen Geschwindigkeitsregelkreis geprüft. Somit ist das Gleichlaufverhalten im gesamten Drehzahlbereich deutlich verbessert worden. Bei den praktischen Versuchen wird ein Standard-Servo-Asynchronmotor mit optischem Drehgeber verwendet. Die Ergebnisse wurden durch einen Vergleich der gemessenen systematischen Fehler und des Geschwindigkeitssignals mit und ohne Korrekturverfahren dargestellt.



# Abstract

In high performance servo applications the optical encoder is the standard sensor for acquiring high-resolution position and speed signals. In reality, the encoder signals contain systematic errors in addition to superimposed stochastic noise. The systematic errors are classified into two types: coarse and fine position errors. If these errors are not compensated and the speed signal is used as a feedback for the speed control loop, the controller will try to smooth out these errors, thus generating acoustic noise or speed fluctuations.

In this thesis, new methods are proposed to compensate the systematic error and reduce stochastic noise with the same performance over the whole speed range of the servomotor especially at high speeds. A hardware based on FPGA and DSP was developed in order to identify the process of the systematic error and to verify the proposed correction methods of the systematic error und stochastic noise. In order to have a uniform motion during the identification of the error, the AC motor is equipped with an additional large inertia (flywheel).

Two correction stages are proposed for coarse and fine position errors correction. Compensation of the two errors was performed using the same lookup tables over the whole speed range. To improve the performance at high speeds and for tracking the changes of the fine error as the speed is increased, several correction tables or an error correction function for the fine error were developed. Furthermore, a novel approach to reduce the stochastic noise was proposed. This approach is based on linear regression for the high resolution position.

The performance of the proposed correction methods has been proved using a closed speed loop, and the results show an improved smooth running over the whole speed range. The experimental results are based on an induction servomotor, which is equipped with an optical encoder. A comparison between the systematic errors and the speed signal with and without error correction were investigated.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Vorwort</b>	<b>III</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>V</b>
<b>Abstract</b>	<b>VII</b>
<b>Formelzeichen und Abkürzungen</b>	<b>XI</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Stand der Technik . . . . .	2
1.2.1 Unterdrückung der systematischen Fehler . . . . .	2
1.2.2 Unterdrückung des Rauschens . . . . .	3
1.3 Zielsetzung der Arbeit . . . . .	6
1.4 Gliederung . . . . .	7
<b>2 Servoantrieb</b>	<b>9</b>
2.1 Aufbau eines Servoantriebs mit Drehstrommotor . . . . .	9
2.2 Motortypen bei Servoantrieben . . . . .	10
2.2.1 Winkel- und Geschwindigkeitsmesssysteme bei Servoantrieben . . . . .	12
2.3 Regelung von elektrischen Servoantrieben . . . . .	15
2.3.1 Feldorientierte Regelung eines Drehstromservoantriebs . . . . .	16
2.4 Einfluss der Lageabweichung auf das Regelverhalten bei Servoantrieben . . . . .	20
<b>3 Messverfahren und Messprinzipien bei Lagegebern</b>	<b>24</b>
3.1 Induktive Abtastung . . . . .	24
3.2 Magnetische Abtastung . . . . .	25
3.3 Optische Abtastung . . . . .	26
3.3.1 Durchlichtverfahren . . . . .	28
3.4 Referenzsignal (Nullindex) . . . . .	31
3.5 Optischer Drehgeber mit absoluten Messverfahren . . . . .	32
3.6 Auswertung idealer sinusförmiger Gebersignale . . . . .	36
3.6.1 Paralleles Verfahren . . . . .	36
3.6.2 Sequenzielles Verfahren . . . . .	38
3.7 Cordic-Algorithmen . . . . .	41
<b>4 Fehlerursachen und ihre Auswirkungen bei einem Sinus-Cosinus-Geber</b>	<b>46</b>
4.1 Ursachen der systematischen Fehler . . . . .	49

4.2	Simulation der Auswirkung von Feinlagefehlern auf das Lage- und Geschwindigkeitssignal . . . . .	52
4.3	Analytische Betrachtung der systematischen Fehler . . . . .	56
4.3.1	Einfluss der Offset- und Amplitudenfehler auf das Lage- und Geschwindigkeitssignal . . . . .	56
4.3.2	Einfluss der Harmonischen auf den Lage- und Geschwindigkeitsfehler	61
4.3.3	Einfluss der systematischen Fehler auf Lage- und Geschwindigkeitssignal	64
<b>5</b>	<b>Versuchsaufbau</b>	<b>66</b>
5.1	Komponenten des Versuchsstands . . . . .	66
5.1.1	Universeller Motorenprüfstand (UniMop) . . . . .	68
5.1.2	Komponenten der Regelstrecke . . . . .	70
<b>6</b>	<b>Ergebnisse</b>	<b>74</b>
6.1	Korrektur systematischer Fehler . . . . .	74
6.1.1	Korrektur lageabhängiger systematischer Fehler . . . . .	75
6.1.2	Korrektur geschwindigkeitsabhängiger systematischer Fehler . . . . .	96
6.2	Korrektur von zufälligen Fehlern . . . . .	116
6.2.1	Ausgleichsrechnung nach der Gaußschen Methode der kleinsten Quadrate	116
6.2.2	Berechnung der Regressionsgerade bei Sprüngen der atan2 zwischen $\pm\pi$	120
6.2.3	Ergebnisse des Ausgleichsverfahrens zur Unterdrückung von zufälligen Fehlern . . . . .	121
6.2.4	Lineare Regression über mehrere Regelperioden . . . . .	122
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>126</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>129</b>
A.1	Ströme und Spannung-Koordinatentransformationen . . . . .	129
A.2	Fourier-Reihen . . . . .	130
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>131</b>

# Formelzeichen und Abkürzungen

## Symbole:

$A$	Ideale Amplitude der beiden Sinus- und Cosinus Spuren
$A_n$	Amplitude der Harmonischen
$a, b, c$	Parameter einer linearen oder parabolischen Funktion
$A_y, A_x$	Die Verstärkungsfehler der beiden Sinus- und Cosinus Spuren
$M_M$	Antriebsmoment
$M_{Last}$	Lastmoment
$O_y, O_x$	Die Offsetfehler der Sinus- und Cosinus Spuren
$\Delta$	Die Phasenfehler der Sinus und Cosinus Spuren
$J$	Massenträgheit des Rotors
$k$	Strichzahl des Gebers pro mechanischer Umdrehung
$K$	Konstante beim CORDIC-Algorithmus
$i$	Strom
$u$	Spannung
$D_I$	Dämpfungsfaktor des Stromregelkreises
$D_N$	Dämpfungsfaktor des Geschwindigkeitsregelkreises
$f$	Frequenz
$L$	Induktivität
$R_s$	Statorwiderstand
$T_{abt}$	Abtastzeit/Regelperiode der feldorientierten Regelung
$T_{AD}$	Abtastperiode des A/D-Wandlers
$T_{I-ers}$	Ersatzzeitkonstante des Stromregelkreises
$T_{sum,I}$	Summentotzeiten des offenen Stromregelkreises
$T_{sum,n}$	Summenzeitkonstante des offenen Geschwindigkeitsregelkreises
$T_I$	Zeitkonstante des Stromreglers
$T_N$	Zeitkonstante des Geschwindigkeitsreglers
$T_J$	Zeitkonstante der mechanischen Strecke
$V_s$	Verstärkungsfaktor der Regelstrecke

$k_I$	Verstärkungsfaktor des Stromreglers
$k_N$	Verstärkungsfaktor des Geschwindigkeitsreglers
$n$	Mechanische Drehzahl
$n$	Filterordnung
$p$	Polpaarzahl
$w$	mechanische Winkelgeschwindigkeit des Motors
$x$	Cosinusspur des Lagegebers
$y$	Sinusspur des Lagegebers
$\underline{i}$	Stromraumzeiger
$\underline{u}$	Spannungsraumzeiger
$x, y, z$	Zustandsgrößen beim CORDIC-Algorithmus
$S$	Summe der Abstandquadrate
$Z$	Unterteilungsfaktor der Folgeelektronik für Lagegeber
$f_{abt}$	Abtastfrequenz/Schaltfrequenz
$f_{AD}$	Abtastrate des A/D-Wandler
$f_{sp}$	Spiegelfrequenz
$C$	Teilungsperiode der Maßverkörperung oder Abtastplatte
$\rho$	Transformationswinkel bei Asynchronmotor
$\varphi$	Gesamtlage des Motors
$\varepsilon_g$	Groblage des Motors
$\varepsilon_f$	Feinlage des Motors
$\Delta\varepsilon_f$	Feinlage Fehler
$\Delta w$	Fehler im Geschwindigkeitssignal
$\theta$	Winkel
$q_\varepsilon, q_w$	Quantisierung der Lage- und Geschwindigkeitssignals
$\psi$	Flussverkettung

## Indizes:

$*$	Sollwert
$s1, s2, s3$	Dreiphasensystem
$sa, sb$	Vektor im Ständersystem
$sd, sq$	Vektor in Rotorkoordinaten
$i$	Zählindex
$korr$	Korrigiertes Signal
$n$	Zählindex



<i>id</i>	Ideal
<i>ss</i>	Spitze-Spitze
<i>h</i>	Harmonische
<i>f, h</i>	Fehler der Harmonischen
<i>fil</i>	Filter
<i>max</i>	Maximaler Wert
<i>min</i>	Minimaler Wert
<i>mess</i>	Gemessenes Signal
<i>I</i>	Stromregelkreis
<i>N</i>	Geschwindigkeitsregelkreis
<i>enk</i>	Enkoder/Inkrementalgeber
<i>c</i>	Cosinusspur
<i>s</i>	Sinusspur
<i>s</i>	Sekunde
<i>mech</i>	mechanisch

### Abkürzungen:

<i>A/D</i>	Analog-Digital
<i>ASIC</i>	Anwendungsspezifische integrierte Schaltung
<i>CNC</i>	Computerized Numerical Control
<i>ASM</i>	Asynchronmaschine
<i>DSP</i>	digitaler Signalprozessor
<i>PMSM</i>	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
<i>PWM</i>	Pulsweitenmodulation
<i>CORDIC</i>	engl. für Coordinate Rotation for Digital Computer
<i>FPGA</i>	engl. für Field Programmable Gate Array
<i>LSB</i>	engl. für least significant bit
<i>IGBT</i>	engl. für insulated-gate bipolar transistor



# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Um bei der Regelung von Servoantrieben die höheren Anforderungen bezüglich Dynamik und Genauigkeit erfüllen zu können, benötigt ein Servoregler hochaufgelöste Lagemesssysteme. Diese werden heute überwiegend mit Hilfe von Sinus-Cosinus-Gebern realisiert. Sinus-Cosinus-Geber erzeugen zwei um  $90^\circ$  phasenverschobene sinusförmige Ausgangssignale. Die Anzahl der Geberperioden pro Umdrehung hängt von der Auflösung des Gebers ab. Durch Auswertung der beiden Signale wird die Motorlage und die Drehrichtung bestimmt. Mit der gewonnenen hochaufgelösten Lage wird ebenfalls die für die Servoregelung benötigte Geschwindigkeit durch zeitdiskrete Differentiation berechnet. In der Praxis wird die tatsächliche Genauigkeit eines Sinus-Cosinus-Gebers durch verschiedene Fehlerursachen reduziert. Die wichtigsten bekannten Geberfehler sind die systematischen Fehler und die Rauschanteile des hochauflösenden Sinus-Cosinus-Gebers. Demzufolge hat die Bestimmung der Geschwindigkeit des Motors durch Differentiation nach der Zeit aufgrund der kleinen Abtastzeiten den wesentlichen Nachteil, dass bei der Differentiation die Fehler der gemessenen Lage in der gewonnenen Geschwindigkeit größer abgebildet werden. Dementsprechend nimmt die erreichte Drehzahlqualität im Gleichlauf ab, und eine höhere Regelverstärkung einzusetzen, ist nicht mehr erlaubt. Andererseits führt der Einsatz einer Filterung des Drehzahlsignals zu einem starken Dynamikverlust wegen der eingebrachten Verzögerungszeit. Daher sind besondere Korrekturmaßnahmen zur Verbesserung der Geberauswertung in der Servotechnik für eine möglichst genaue und verzögerungsfreie Ermittlung des Geschwindigkeitssignals notwendig.

Hierbei ist es wichtig zu erwähnen, dass die Erfüllung von ein oder mehreren Randbedingungen eine große Bedeutung hat, damit diese Korrekturverfahren in der industriellen Servoantriebstechnik eingesetzt werden können. Im Folgenden sind die wichtigsten bekannten Randbedingungen erwähnt:

- Die Messungen für das Korrekturverfahren erfolgen im eingebauten Zustand ohne den Einbau weiterer Hardware. Durch zusätzliche Hardwarekomponenten werden die Systemkosten erhöht und eine längere Zeit für die Identifikation des Fehlers wird dann erforderlich.
- Die Identifikation des Fehlers soll echtzeitfähig sein
- Das Korrekturverfahren muss echtzeitfähig sein
- Eine geringe Rechenzeit und ein geringer Bedarf an Speicherplatz sind notwendig, weil umfangreiche Algorithmen und großer Speicherbedarf die Systemkosten erhöhen

## 1.2 Stand der Technik

In der Literatur werden mehrere veröffentlichte Methoden zur Identifikation und zur Korrektur der systematischen Fehler und Unterdrückung der Rauschanteile des hochauflösenden Sinus-Cosinus-Gebers oder die Verbesserung der Messung der Motordrehzahl mit Hilfe eines zusätzlichen Beschleunigungssensors diskutiert. Es gibt hier diverse Ansätze, welche man in zwei Kategorien einteilen kann:

### 1.2.1 Unterdrückung der systematischen Fehler

Systematische Fehler sind im Vergleich zu den Rauschanteilen einfacher messbar und damit korrigierbar. Für die Messung der systematischen Fehler existieren unterschiedliche Verfahren. Zum einen kann man mit Hilfe eines genaueren Referenzsystems eine Datenbasis für die systematischen Fehler erhalten. Dieses Verfahren hat den Nachteil, dass ein genaueres Referenzsystem benötigt wird. Weiterhin sind in der Literatur unterschiedliche Verfahren untersucht worden, mit denen sich die systematischen Fehler ohne zusätzlichen Referenzsensor messen und speichern lassen [3] [26] [32] [45]. Zunächst werden die wichtigsten Ansätze der letzten Jahre für die Kompensation der systematischen Fehler vorgestellt:

Gröling [26] und Probst [64] benutzen eine Korrekturtabelle für die Kompensation der systematischen Fehler innerhalb der Geberperiode. Die Fehler werden mit Hilfe der gemessenen Lage offline identifiziert und in einer Korrekturtabelle gespeichert. Weiterhin schlagen Höscheler [32] und Probst zusätzliche parametrische Tabellen für die Korrektur der Offset-

Amplitude und der Phasenfehler der Geberperioden über die Motorumdrehung vor. Die Drehzahlschwankung konnte mit beiden Verfahren deutlich unterdrückt werden. Da die systematischen Fehler aber von der Drehzahl des Motors abhängig sind, müssen die Korrekturwerte, für systematische Fehler innerhalb der Geberperiode, bei steigender Drehzahl immer aktualisiert werden. Ansonsten erzielen die beiden Methoden bei hohen Drehzahlen nur teilweise eine Verbesserung. Ein weiterer Nachteil bei den Verfahren mit Korrekturtabelle besteht darin, dass die Korrekturwerte für jeden neuen Geber neu ermittelt werden müssen.

Das von Bünte und Beineke vorgeschlagene Verfahren ist ein Online Identifikations- und Korrekturverfahren, welches keine Korrekturtabelle benutzt. Darüber hinaus werden hier zwei Verfahren entwickelt. Das erste Verfahren, die sogenannte Frequenzverschiebungsmethode (FSM) [10], basiert wesentlich auf der Idee, das Spektrum der beiden Spursignale vor der Auswertung des Lagesignals so zu verschieben, dass alle spektralen Anteile der Fehlersignale bei wesentlich höheren Frequenzen liegen als die Grundkomponente des Lagesignals. Durch einen einfachen Tiefpassfilter können dann die spektralen Anteile der Fehlersignale effektiv unterdrückt werden. Somit können systematische Fehler ebenso wie alle hochfrequenten Störungen effektiv unterdrückt werden. Ein Nachteil ist hier die niedrige Performance bei kleinen Drehzahlen.

Das zweite vorgeschlagene Verfahren ist ein Software-Verfahren GPOC (Gain-Phase-Offset-Correction) [9]. Mit Hilfe einer Kreuzkorrelation werden Koeffizienten für die Korrektur systematischer Fehler der Sinus-Cosinus-Spursignale bestimmt. Somit können die systematischen Fehler deutlich unterdrückt werden und die Qualität der Drehzahlsignale bei kleinen und höheren Drehzahlen deutlich verbessert werden. Ein besonderer Vorteil von FSM und GPOC ist, dass sie Online-Adaptive sind. FSM und GPOC werden in der neuen Servoreglergeneration der Firma Lust eingesetzt. Eine Kombination der beiden Verfahren ist auch möglich. Somit können durch GPOC die systematischen Fehler der Spursignale auch im niedrigen Drehzahlbereich korrigiert und durch FSM die hochfrequenten Rauschanteile zusätzlich unterdrückt werden.

### 1.2.2 Unterdrückung des Rauschens

Es gibt Prinzipiell fünf Ansätze um das Rauschen auf beiden Sinus-Cosinus-Spursignalen und demzufolge auf Lage- und Drehzahlsignalen zu unterdrücken. Erstens können diverse digitale Filterstrukturen zur Unterdrückung von hochfrequenten Rauschanteilen eingesetzt werden [3]. Bei diesen ist es wichtig, dass die Filter-Grenzfrequenz hoch genug ist, damit bei der Unterdrückung des Rauschens keine Informationen über das Lagesignal verloren gehen.

Gleichzeitig müssen auch möglichst minimale Laufzeiten verursacht werden. Diese Aufgabe ist schwierig, da die Frequenz der beiden Spursignale bei Standard-Anwendungen des Sinus-Cosinus-Gebers mehr als 250 kHz erreichen kann. Das bedeutet, dass der Frequenzbereich der Spursignale den Hochfrequenzbereich überlappt (Abbildung 1.1). Somit ist es schwierig, das Rauschen komplett zu unterdrücken.

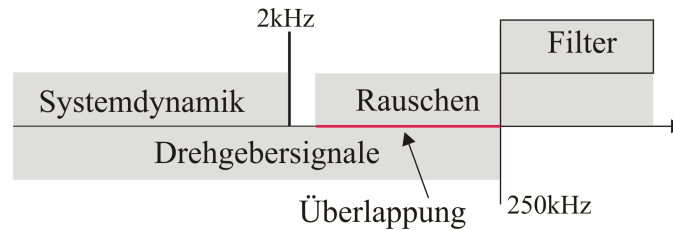


Abbildung 1.1: Frequenzbereiche für die Bearbeitung der Gebersignale, nach [69]

Der zweite Ansatz zur Unterdrückung von hochfrequenten Rauschanteilen ist durch die Verwendung eines Beobachters gegeben [4][5][52][25][12]. Dabei wird im Zustandsraum und unter Einwirkung eines vorgegebenen Eingangsvektors die zeitliche Entwicklung des Zustandsvektors und des dazugehörigen Ausgangsvektors berechnet. Zuerst wird die Differenz zwischen den gemessenen und geschätzten Zustandsgrößen (z.B. Lage) bestimmt und dann über eine Rückführungsmatrix auf die geschätzten Zustandsgrößen zurückgeführt. Das dynamische Verhalten des Beobachters wird durch die Rückführungsmatrix bestimmt. Die Rückführungsmatrix wird so dimensioniert, dass die geschätzten Zustandsgrößen möglichst schnell mit der Messung übereinstimmen. Im Vergleich zur Filterstruktur lassen sich die Kreisverstärkung der Reglerkaskaden bei Beobachtern durch die Verzögerungsfreiheit des beobachteten Signals steigern. Der Nachteil eines Beobachters ist, dass die Schätzgrößen stark von der Qualität des zugrunde gelegten Modells abhängig sind.

Der dritte Ansatz zur Rauschunterdrückung wird mit Hilfe von Überabtastung und Mittelwertbildung realisiert (Moving-Average-Filter) [26][43][21]. Ein mittleres Lagesignal wird durch Abtastung mit einer deutlich höheren Abtastrate ( $f_{AD} = 1/T_{AD}$ ) als die Abtastfrequenz  $f_{abt}$  ermittelt. Somit verteilt sich die Rauschleistung in einem größeren Frequenzbereich und dementsprechend kann man einen wesentlich genaueren Verlauf der Drehzahlsignale auswerten. Da die Abtastfrequenz des Systems aufgrund der begrenzten Schaltfrequenz nicht beliebig bei variabler Drehzahl gesteigert werden kann, ist die Wirkung dieses Ansatzes immer besser mit steigender Drehzahl. Bei sehr kleinen Drehzahlen ist der Ansatz nicht geeignet. Weiterhin steigt die Gruppenlaufzeit  $T_{fil}$  des Filters mit der Ordnung des Filters

an:

$$T_{fil} = \frac{1}{2} \cdot n \cdot T_{AD} \quad (1.1)$$

Vorteilhaft bei einem Moving-Average-Filter ist seine einfache Realisierbarkeit. Dies geschieht unter der Voraussetzung, dass die Filterordnung  $2^i$  ist. Somit kann der Filter durch einfache  $n$  Additionen und die Shifting-Funktion um  $i$  Bits nach rechts implementiert werden.

In [69] ist der vierte Ansatz zur Rauschunterdrückung mit minimalem Rauschen und Zeitverzögerung dargestellt. Mit Hilfe einer mathematischen Demodulation für Sinus- und Cosinus-Gebersignale wird ein geschätzter Lagefehler berechnet. Der geschätzte Lagefehler trägt, wie in der Abbildung 1.2 zu sehen, nur zwei Frequenzbereiche. Der Frequenzbereich für die Dynamik des mechanischen Systems, welches viel niedriger als die Frequenz beider Gebersignale ist, ist zusätzlich auch der Frequenzbereich des Rauschens. Im Gegensatz zu dem normalen Fall, wie bei Tiefpassfiltern, sind hier die beiden Frequenzbereiche nicht überlappt. Durch die Demodulation beider Gebersignale und die Trennung der beiden Frequenzbereiche können im Vergleich zum ersten Ansatz viel mehr Rauschanteile durch Tiefpassfilter unterdrückt werden. Die Filter-Grenzfrequenz ist niedrig genug (ca. 15 kHz statt 250 kHz), um das Rauschen fast komplett zu unterdrücken und gleichzeitig hoch genug, damit keine Information über das Lagesignal verloren geht. Eine so niedrige Filter-Grenzfrequenz ist bei der konventionellen Korrekturmethode nicht möglich. Aus dem gewonnenen rauschfreien Lagefehler wird anhand einer Beobachterstruktur ein Drehzahlsignal berechnet. Das Verfahren wird bereits in der Industrie (Fa. Kollmorgen) eingesetzt. Damit wird eine gute Rauschunterdrückung im ganzen Drehzahlbereich und insbesondere bei hohen Drehzahlen gewonnen.

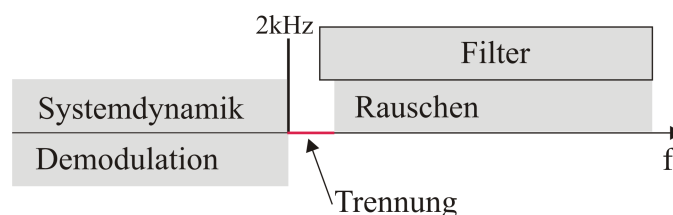


Abbildung 1.2: Frequenzbereiche für die Bearbeitung des Gebersignals mit mathematischer Demodulation, nach [69]

Der fünfte Ansatz zur Rauschunterdrückung ist in [16] und [17] dargestellt und wird mit Hilfe einer Phasenregelschleife (PLL) entwickelt. PLL wird häufig in Kommunikationsgerä-

ten aufgrund der sehr guten Eigenschaften bei Rauschunterdrückung verwendet. Bei Sinus-Cosinus-Gebern wird die PLL verwendet, um für beide Gebersignale den Phasenwinkel zu erfassen und dann anhand PLL-Frequenzmultiplikationsverfahren zu interpolieren. Die Hochfrequenzkomponenten können damit entfernt werden. Der Frequenzbereich der Standard PLL ist zu schmal, daher kann diese nicht bei niedriger Drehzahl verwendet werden. Weiterhin ist bei der Standard PLL das Umkehren der Motor-Drehrichtung nicht möglich. Daher wurde die Standard-PLL bei Sinus-Cosinus-Gebern meistens nur bei Anwendungen mit konstanter Drehrichtung eingesetzt. Um diesen Nachteil zu umgehen, wurde ein neues PLL-Verfahren entwickelt [17], das auf einem zwei-Phasen-Typ der PLL basiert, welcher einen breiten Frequenzbereich und eine Drehrichtungsumkehr bewältigt. Das Verfahren ist bei NC-Maschinen getestet worden und damit kann das Rauschen bei geringen und hohen Drehzahlen unterdrückt werden.

Andere Autoren benutzen einen zusätzlichen Beschleunigungssensor, um die Drehzahl aus der Integration des Beschleunigungssignals zu bestimmen [21][63][4]. Im Antriebssystem kann das Beschleunigungssignal auf verschiedene Arten integriert werden [6]. Die Variante, welche sich am einfachsten in die Regelungsstruktur handelsüblicher Servoregler einsetzen lässt, ist die, die Drehzahl über eine Integration des Beschleunigungssignals zu bestimmen. Somit kann bei geringen und hohen Drehzahlen ein extrem rauscharmer und verzögerungsfreier Drehzahlwert berechnet werden. Ein Nachteil hier ist der hohe Kostenaufwand für den zusätzlichen Sensor, welcher auch noch einen zusätzlichen A/D-Wandler benötigt. Auf den Standardgeber kann nicht verzichtet werden, da ein langsames Wegdriften der Geschwindigkeit bei der Integration des Beschleunigungssignals infolge von unvermeidbaren Offsetspannungen beim Beschleunigungssensor nicht zu vermeiden ist. Weiterhin nimmt die Empfindlichkeit des Sensors mit steigenden Drehzahlen ab.

## 1.3 Zielsetzung der Arbeit

Im Rahmen dieser Arbeit wurden unterschiedliche Korrekturverfahren systematischer Fehler und Rauschanteile mit folgenden Zielen untersucht:

- Unterdrückung der systematischen und stochastischen Fehler bei optischen Sinus-Cosinus-Gebern durch eine Kombination von zwei oder drei Korrekturverfahren
- Unterdrückung der systematischen und stochastischen Fehler, sowohl bei niedrigen als auch bei hohen Drehzahlen



- Korrekturverfahren ohne zusätzlichen Beschleunigungssensor oder Beobachterstruktur

Somit kann, im Vergleich zu den bekannten Ansätzen, eine hochpräzise Lage- und Drehzahl-erfassung in niedrigen sowie in hohen Drehzahlen gewährleistet werden. Um die genannten Ziele zu erreichen, sind im Wesentlichen die folgenden Einzelziele realisiert:

- Aufbau eines Servosystems (UniMop), welches am Lehrstuhl für Regelungstechnik (IFR) der TU Braunschweig entwickelt wurde [25], mit einem hochauflösenden A/D-Wandler und einer Kombination der DSP- und FPGA-Technik. Damit kann man eine hochgenaue Messwerterfassung der Geberfehler erreichen und unterschiedliche Korrekturverfahren verifizieren
- Implementierung einer klassischen Kaskadenregelung der Strom- und Drehzahlregelung auf dem DSP
- Ermittlung der systematischen Fehler in unterschiedlichen Drehzahlbereichen ohne zusätzliche Referenzlagegeber
- Entwicklung und Implementierung von Korrekturverfahren zur Kompensation der Geberfehler, welche eine hohe Genauigkeit bei der Drehzahlerfassung sowohl bei niedrigen Drehzahlen als auch bei hohen Drehzahlen gewährleisten
- Diskussion und Bewertung der erreichten experimentellen Ergebnisse

## 1.4 Gliederung

Die vorliegende Arbeit beginnt in Kapitel 2 mit einer allgemeinen Darstellung des Aufbaus eines Servoantriebs mit Drehstrommotor. Dafür werden zunächst die wichtigsten Winkel- und Drehzahlmesssysteme bei Servoantrieben vorgestellt. Die Strom- und Drehzahlregelkreise von Drehstromservoantrieben können durch unterschiedliche Regelstrukturen realisiert werden [70][56][75]. Das Verfahren der feldorientierten Strom- und Drehzahlregelung, welches heutzutage meist im modernen Drehstromservoantrieb verwendet wird, wird durch Auslegung der konventionellen Kaskadenregelung dargestellt. Weiterhin wird der Einfluss der Lageabweichung auf das Regelverhalten bei Servoantrieben beschrieben.

Kapitel 3 stellt die wichtigsten Messprinzipien und Messverfahren der Lagemesssysteme bei Servoantrieben vor. Insbesondere wird hier das photoelektrische Prinzip bei Sinus-Cosinus-Gebern vorgestellt. In diesem Kapitel wird auch auf die zwei bekannten Verfahren zur Auswertung idealer sinusförmiger Gebersignale und auf Cordic-Algorithmen eingegangen.

Die wesentlichen Fehlerursachen bei Sinus-Cosinus-Gebern und ihre Auswirkung auf Lage- und Drehzahlsignal werden in Kapitel 4 ausführlich untersucht. Ausgehend von konstanten Fehlern innerhalb der Geberperioden werden die Auswirkungen von Offset- und Amplitudenfehlern sowie der Harmonischen mit Hilfe von Simulationen präsentiert. Danach wird diese Auswirkung anhand einer exakten und einer näherungsweisen mathematischen Beschreibung ermittelt. Zum Schluss wird die Genauigkeit des mathematischen Modells anhand von Simulation auf Anwendbarkeit überprüft.

In Kapitel 5 wird eine Zusammenstellung der technischen Daten des eingesetzten Versuchstandes zur Messung der Fehler des Sinus-Cosinus-Gebers sowie zur Auswertung der eingesetzten Korrekturverfahren vorgenommen.

Anschließend werden in Kapitel 6 die praktischen Ergebnisse der vorgeschlagenen Korrekturverfahren in Form von Messungen am Versuchstand demonstriert. Dazu wird zuerst das Prinzip von jedem Korrekturverfahren vorgestellt, und anhand realer Messwerte überprüft. Der Schwerpunkt liegt dabei auf der Verbesserung der Qualität des Drehzahlsignals. Anhand der Ergebnisse wird gezeigt, dass die Reduzierung der Fehlerwerte zu einer deutlichen Verbesserung der Qualität der Drehzahlerfassung führt. Darüber hinaus wird die Verbesserung der Korrekturergebnisse durch die Kombination von Korrekturverfahren dargestellt.

Eine Zusammenfassung aller Ergebnisse und ein Ausblick auf zukünftige Möglichkeiten zur Erweiterung oder Verbesserung der eingesetzten Korrekturverfahren schließen diese Arbeit ab.

## 2 Servoantrieb

Die Grundstruktur eines geregelten Servoantriebs besteht grundsätzlich aus einem leistungselektronischen Stellglied, dem Servomotor und den Mess- und Regeleinrichtungen. Durch Verwendung eines leistungsfähigen Mikrocontrollers bzw. DSPs, hochauflösender Messsysteme und Pulswechselrichter wird die am meisten verbreitete Art der Steuerung für Drehstromservoantriebe, die so genannte „feldorientierte Regelung“ (FOR), realisiert. Diese erfüllt die Anforderung einer hochdynamischen Regelung der Drehstromservoantriebe. In diesem Kapitel wird ein allgemeines Modell der geregelten Drehstromservoantriebe und die dazugehörigen Winkel- und Drehzahlmesssysteme beschrieben. Zunächst werden basierend auf diesem Modell die Strom- und Geschwindigkeitsregelkreise mit der FOR angegeben. Anschließend wird allgemein der Einfluss der Lageabweichung der Winkelmesssysteme auf das Regelverhalten bei Servoantrieben betrachtet.

### 2.1 Aufbau eines Servoantriebs mit Drehstrommotor

In Abbildung 2.1 ist der typische Aufbau eines Servoantriebs mit Drehstrommotor dargestellt [34]. Über einen Filter und den Gleichrichter am Eingang erfolgt die Energiezufuhr aus dem Versorgungsnetz in den Spannungszwischenkreis. Die große Kapazität im Zwischenkreis glättet die gleichgerichtete Spannung. Der Wechselrichter formt die Zwischenkreisspannung über die sechs Leistungsschalter in ein neues Drehspannungssystem mit variabler Frequenz und Spannung um. Der Wechselrichter besteht aus sechs IGBTs und den dazugehörigen Freilaufdioden. An dem Wechselrichter angeschlossen ist ein dreiphasig ausgeführter Drehstromservomotor. Die drei Wicklungen sind in der Regel im Stern geschaltet. Für die Stromregelung und zum Schutz des Servomotors sowie des Wechselrichters vor Überströmen wird eine Strommessung benötigt. Die Steuerelektronik beinhaltet einen Mikrocontroller oder DSP, der für die Signalverarbeitung und die Antriebsregelung sorgt. Meist handelt es sich hierbei um eine kaskadierte Regelungsstruktur für die Zustandsgrößen Drehmoment (Strom), Geschwindigkeit und Lage. Um die erforderlichen Signale für Strom-, Geschwindigkeits-, und

Lageregelung zur Verfügung zu stellen und eine Präzision der Bewegung erreichen zu können, wird der geregelt betriebene Antrieb mit einem Lagemesssystem ausgestattet.

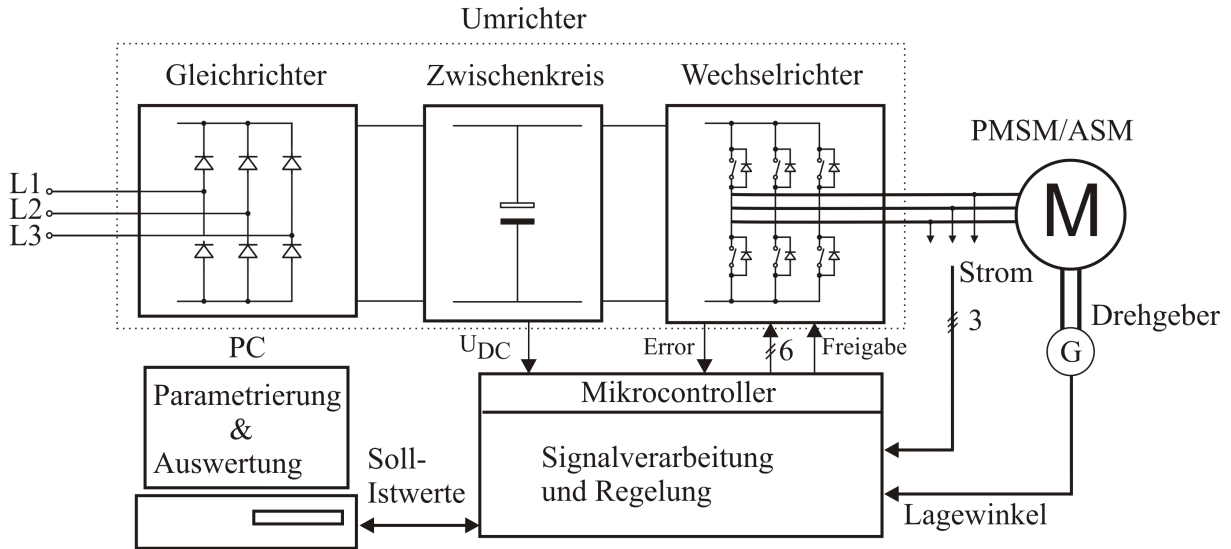


Abbildung 2.1: Blockschaltbild eines Servoantriebs mit Drehstrommotoren, nach [34]

## 2.2 Motortypen bei Servoantrieben

Servoantriebe kommen bei Anwendungen mit schnellen Geschwindigkeitsänderungen, geringem Einbauvolumen und hoher Genauigkeit zum Einsatz. Aus der allgemeinen Drehmomentgleichung

$$M_M(t) = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} + M_{Last}(t) \quad (2.1)$$

erhält man durch Umformung die Winkelbeschleunigung  $d\omega(t)/dt$ :

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{M_M(t) - M_{Last}(t)}{J} \quad (2.2)$$

Das elektrische Drehmoment  $M_M$  verursacht die Beschleunigung des Motors gegen das Lastmoment  $M_{Last}$ . Um die hohe Dynamik bei Geschwindigkeit- und Drehmomentänderungen zu realisieren, zeichnen sich Servomotoren und ihre Stellgeräte gegenüber Standard Drehstrommotoren durch folgende Eigenschaften aus [35] [40]:

- geringes Trägheitsmoment  $J$ ,
- großes und sehr dynamisch einprägbares Drehmoment  $M_M$ ,
- hohe Überlastbarkeit von Motor und Stellgerät,
- mechanisch steife Motorkonstruktion und
- hohen Wirkungsgrad.

In der folgenden Abbildung sind die heute gebräuchlichen Servoantriebe nach Motor und Stellgerät dargestellt.

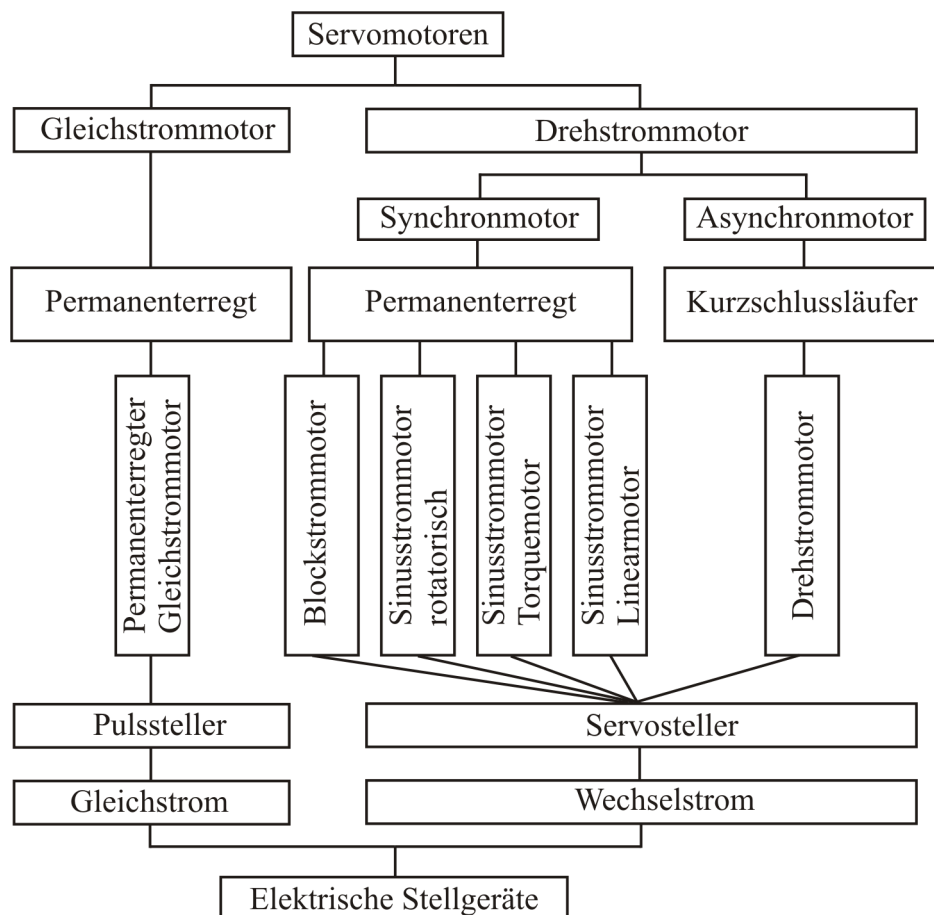


Abbildung 2.2: Blockschaltbild der Servoantriebe nach Motor und Stellgerät, nach [35]

Die ersten regelbaren Servoantriebe wurden aufgrund der einfachen Regelbarkeit mit Gleichstrommotoren ausgeführt. Um dabei das dynamische Motordrehmoment zu erreichen, wurden Pulssteller anstatt Stromrichter als Stellgerät verwendet. Drehstromservoantriebe werden in Synchron- und Asynchronmotoren angeboten. Der typische Leistungsbereich der

permanent erregten Synchronmotoren ist noch begrenzt (ca. 200 Nm). Die Servoantriebe mit Synchronmotoren werden zunehmend die Antriebe mit Gleichstrommotoren verdrängen. Sie sind im Vergleich zu Gleichstrommotoren wartungsfrei, erfordern aber komplexere Regel- und Ansteuerungsfunktionen, was für moderne leistungsfähige Servosteller kein Problem mehr darstellt. Für Anwendungen mit hohen Leistungsanforderungen (bis 2000 Nm) werden Asynchronmotoren eingesetzt. Bei permanent erregten Synchronmotoren unterscheidet man je nach Form des Motorstroms zwischen Blockstrom - oder Sinusstrommotoren. Blockstrommotoren werden als bürstenlose Gleichstrommotoren bezeichnet. Servoantriebe mit Synchronmotoren haben im Vergleich zu Asynchronmotoren bei gleichem Bemessungsdrehmoment eine niedrigere Massenträgheit und kleinere Baugrößen und somit eine höhere Dynamik mit größeren Beschleunigungen. Daher dominieren sie die Servoantriebstechnik, insbesondere durch ihre neueren Ausführungen als Torque- und Linearmotoren.

### 2.2.1 Winkel- und Geschwindigkeitsmesssysteme bei Servoantrieben

Insgesamt hat eine rotierende elektrische Maschine zwei mechanische Zustandsgrößen, die mechanische Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  und den mechanischen Rotordrehwinkel  $\varphi$  des Motors. Die mechanische Winkelgeschwindigkeit des Motors wird durch zeitdiskrete Differenzbildung des Winkels errechnet.

$$\omega_i(t) = \frac{\varphi_i - \varphi_{i-1}}{T_{abt}} \quad (2.3)$$

Hierbei stellt  $\varphi_i$  die aktuelle Lage des Motors,  $\varphi_{i-1}$  die Lage des vorherigen Abtastschrittes und  $T_{abt}$  die Abtastzeit in Sekunden dar. Die Motorgeber, die in Servoantrieben verwendet werden, sind unterschiedlich und variieren je nach Motortyp. Sie werden am besten nach der Messgröße, dem Messverfahren und der Schnittstelle klassifiziert. In Abbildung 2.3 sind die Motorgeber nach der Messgröße geordnet. Der Lagegeber stellt ein Signal bereit, das entweder eine Lageänderung als inkrementelles Lagemessverfahren oder die absolute Lage liefert.

Für die Funktion der Stromregelung beim Betrieb der bürstenlosen Gleichstrommotoren ist ein Kommutierungsgeber erforderlich. Durch den Kommutierungsgeber legt der Servosteller fest, ob und mit welchem Vorzeichen die Phasenströme des Motors zu bestromen sind. Bei einem Geschwindigkeitsgeber wird ein analoger Spannungswert erzeugt, welcher zu der Motorgeschwindigkeit proportional ist, während bei einem Lagegeber die Lage- oder die absolute Lageänderung durch ein Signal beschrieben wird. Wenn zusätzlich zur Motorgeschwindigkeit

auch die Lage des Abtriebs erfasst werden muss, verzichtet man immer auf eigenständige Geschwindigkeitssensoren und setzt nur Lagegeber ein.

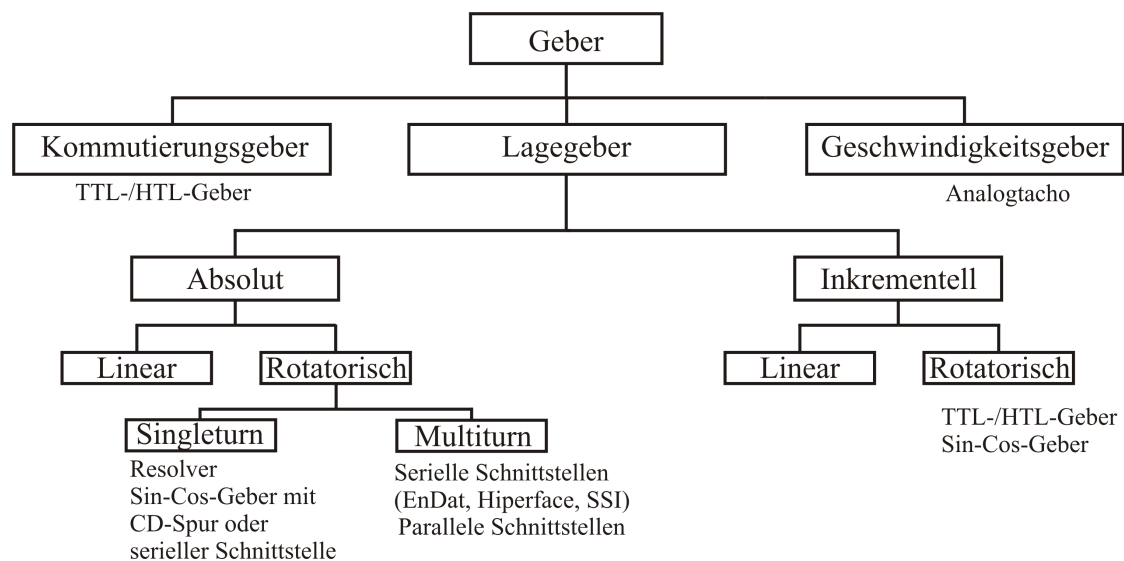


Abbildung 2.3: Klassifizierung von Geschwindigkeit- und Lagegebern nach der Messgröße, nach [35]

Die Qualität der Lage- und Geschwindigkeitsregelung beim Servoantrieb hängt entscheidend von den Eigenschaften des eingesetzten Lagegebers ab, da sich das gemessene Lagesignal regelungstechnisch im Rückkopplungsweig befindet und ihr Fehlersignal wie ein zusätzlicher Sollwert wirkt. Hinzu kommt, dass in digital geregelten Servoantrieben das Istwert-Signal für die Geschwindigkeitsregelung stets im Nulldurchgang aus dem Lagesignal abgeleitet wird. Dies bedeutet, dass die Eigenschaften dieses Lagegebers nicht nur für die Qualität der Lageregelung, sondern insbesondere auch für das Verhalten der Geschwindigkeitsregelung maßgebend sind.

Man muss beim Lagegeber zwischen der Genauigkeit und der Auflösung unterscheiden, da diese völlig unterschiedliche Eigenschaften beschreiben, die man nicht vermischen darf.

- **Auflösung des Lagegebers:**

Die Auflösung des Lagegebers beschreibt die Anzahl der verschiedenen Signalwerte, die der Lagegeber voneinander unterscheiden kann. Ist ein Lagegeber oder eine Codscheibe beispielsweise in 1024 Segmente unterteilt, dann liefert der Lagegeber  $k = 1024$  Perioden je mechanischer Umdrehung, d.h. die Auflösung des Lagegebers beträgt 1024 Positionen pro Umdrehung. Üblicherweise werden die Ausgangssignale des Lagegebers, um eine hohe Auflösung zu erreichen, in der Folgeelektronik durch einen Unterteilungsfaktor (Z) interpoliert. Daraus entsteht ein Lagewert mit einer Auflösung

von ( $n = k \cdot Z$ ) Inkrementen pro Umdrehung. Trotzdem erreicht man meistens nicht die durch die Interpolation erwartete Auflösung, da diese in der Praxis durch Rauschen in den Ausgangssignalen vermindert wird. Die Quantisierung der Lage ergibt sich für  $dn = 1$ :

$$q_\varphi = \frac{2\pi \cdot dn}{n} = \frac{2\pi}{n} \quad (2.4)$$

Die Quantisierung der erfassten Winkelgeschwindigkeit ergibt sich dann durch Positionsquantisierung bzw. durch die kleinstmögliche Änderung des Lageistwerts in einer Abtastzeit, also bei  $dn = 1$ . Dies errechnet sich folgendermaßen:

$$q_w = \frac{q_\varphi}{T_{abt}} \quad (2.5)$$

Somit ist für hoch aufgelöste Geschwindigkeitsistwerte eine hohe Positionsquantisierung bzw. hohe Winkelauflösung und eine möglichst große Abtastzeit erforderlich. Auf der anderen Seite arbeiten hochdynamische Servoantriebe mit möglichst kurzen Abtastzeiten.

- **Genauigkeit eines Lagegebers:**

Das Verhalten des Lagegebers wird in den meisten Datenblättern in Form der sogenannten Auflösung des Lagegebers angegeben. Mit diesem Begriff allein lassen sich beim Einsatz der Lage- und Geschwindigkeitsregelung die regelungstechnischen Eigenschaften von Lagegebern allerdings nicht ausreichend beschreiben. Hierzu ist noch die Genauigkeit des Lagegebers notwendig. Die Genauigkeit eines Lagegebers wird durch die maximale Abweichung zwischen der tatsächlichen Lage  $\varphi_{ideal,i}$  und der gemessenen Lage  $\varphi_{mess,i}$  (vgl. Gleichung (2.6)) des zu regelnden Systems unter der Wirkung von systematischen und zufälligen Fehlern beschrieben.

$$\Delta\varphi = \varphi_{ideal,i} - \varphi_{mess,i} \quad (2.6)$$

Für die Geschwindigkeitsregelung sind eine hohe Auflösung und eine hohe Genauigkeit besonders wichtig. Ein welliges Geschwindigkeitssignal aufgrund systematischer Fehler, eine grobe Quantisierung des Geschwindigkeitssignals, oder die Überlagerung von höherfrequentem Messrauschen auf die Gebersignale wirken sich bei größeren Verstärkungen im Lage- und Geschwindigkeitsregelkreis auf den Geschwindigkeits- und Stromsollwert und demzufolge auf den Motorstrom aus. Die Folge sind Schwingungen an der Motorwelle, erhöhte Kupferverluste in der Wicklung und Geräuschbildung im Motor. Der Einfluss von systematischen Fehlern der Lageabweichung auf das Regelverhalten bei Servoantrieben wird in Abschnitt 2.4 behandelt.



## 2.3 Regelung von elektrischen Servoantrieben

Im Allgemeinen wird für elektrische Servoantriebe eine kaskadierte Regulationsstruktur verwendet [37] [71] [56]. In Abbildung 2.4 ist die allgemeine Struktur der Kaskadenregelung wie sie in Servoantrieben üblicherweise vorzufinden ist, dargestellt.

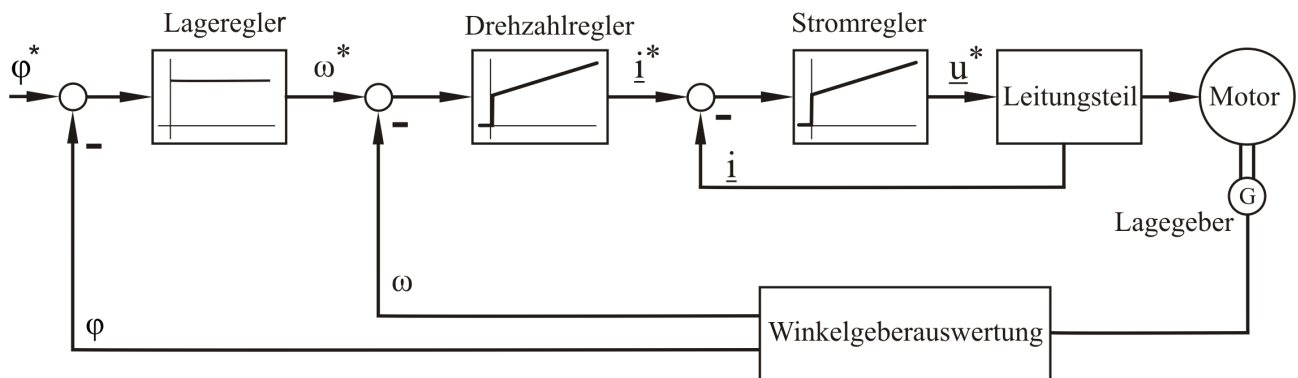


Abbildung 2.4: Struktur der Kaskadenregelung bei elektrischen Servoantrieben

Die Zustandsgrößen Drehmoment (Strom), Geschwindigkeit und Lage ( $i, \omega, \varphi$ ) werden in mehreren überlagerten Regelkreisen (Teilstrecken) separat geregelt. Der Sollwert (\*) bzw. die Führungsgröße für den untergelagerten Regelkreis wird jeweils von dem übergelagerten Regler gebildet. Diese mehrschleifige Regelung funktioniert nur unter der Voraussetzung, dass die Bandbreite der Regelung nach innen zunimmt und der innerste Regelkreis (Stromregelung) die kürzeste Reaktionszeit aufweist. Der Spannungssollwert ( $u^*$ ) für das Leistungsteil wird vom untersten Regler (Stromregler) übergeben. Entsprechend dieser Sollwerte wird eine Spannung an den Klemmen des Motors bereitgestellt. Der Entwurf der Regler (P-, PI- und gelegentlich PID) erfolgt von innen nach außen und jede Stufe des letzten geschlossenen Regelkreises kann durch ein vereinfachtes Modell approximiert werden. Die Kaskadenstruktur hat sich über viele Jahre in der Praxis bewährt. Die Vorteile der Kaskadenregelung werden zunächst kurz zusammengefasst:

- Sie bietet die Möglichkeit, bei komplizierten Regelstrecken die Strecke zu unterteilen und einfache Regelkreise zu entwerfen.
- Die in einer Teilstrecke eingreifenden Störgrößen werden schneller ausgeregelt und müssen nicht den gesamten Regelkreis durchlaufen.
- Eine Begrenzung der Ausgangswerte der einzelnen Teilstrecken erfolgt, so dass die Ausgangsgrößen der Teilstrecken ( $\omega^*, i^*, u^*$ ) bestimmte Grenzen nicht verlassen können,

falls plötzlich starke Störungen oder Führungsanregungen (z.B. Lastsprung) eingreifen. Somit können der Stromrichter und Motor nicht thermisch überlastet werden.

- Die überlagerten Regelkreise können schrittweise von innen nach außen in Betrieb genommen werden.

Nachteile bei der Kaskadenregelung sind erforderliche Regler für jeden Regelkreis und die von innen nach außen zunehmenden Ersatzzeitkonstanten der Regelkreise.

### 2.3.1 Feldorientierte Regelung eines Drehstromservoantriebs

Im modernen Drehstromservoantrieb wird heutzutage meist das Verfahren der feldorientierten Regelung verwendet [44][67][76][78]. Dieses Verfahren basiert auf einer Kaskadenregelung und der Drehstromservomotor hat damit eine hohe Dynamik durch eine schnelle Stromregelung. Dadurch kann eine schnelle Reaktion des Drehmoments bzw. eine schnelle Beschleunigung oder Abbremsung des Motors erreicht werden. Um diese dynamische, hochwertige Regelung zu realisieren, ist es notwendig, bei dem Entwurf der Regelung das dynamische Maschinenmodell zu verwenden. Dafür wird natürlich vorausgesetzt, dass der stromgeregelter Umrichter eine hohe Schaltfrequenz und genügend Spannungshub aufweist, um damit eine ausreichende Bandbreite zu erreichen.

Abbildung 2.5 zeigt das allgemeine Blockschaltbild eines Drehstromservoantriebes mit feldorientierter Strom- und Geschwindigkeitsregelung [37]. Ströme und Spannungen werden als Raumvektor aufgefasst und auf Grundlage der Transformationswinkel im bewegten rotor- bzw. feldorientierten Koordinatensystem beschrieben (siehe A.1). Der Transformationswinkel ergibt sich im Fall der Synchronmotoren aus dem gemessenen Rotorwinkel ( $p\varphi$ ) und im Fall der Asynchronmotoren aus dem gemessenen Winkel ( $p\varphi$ ) plus der aufintegrierten Läuferfrequenz  $\omega_2$  als Ausgang des Flußmodells ( $\rho$ ) [44]. Im nächsten Abschnitt wird bei der Reglerauslegung davon ausgegangen, dass dieser Transformationswinkel mit dem realen Winkel in der Servomaschine übereinstimmt. Die Transformationen am Eingang des realen Drehstromservomotors und am Ausgang der feldorientierten Regelung heben sich somit auf und werden daher bei Reglerauslegung nicht berücksichtigt.

Im rotorumlaufenden Koordinatensystem weisen die Ständerströme zwei Komponenten auf: Die feldbildende Komponente  $i_{sd}$  und die drehmomentbildende Komponente  $i_{sq}$ . Das Ziel ist, damit eine entkoppelte Regelung von  $i_{sd}$  und  $i_{sq}$  zu erhalten. Somit reduziert sich die Regelung zu einer Regelungsstruktur, ähnlich der einer Gleichstrommaschine mit entkoppelter Regelung von Drehmoment und Magnetisierungsfluss. Die vollständige Entkopplung zwischen den beiden Kaskaden sowie die Kompensation der Rückwirkung der Motor-EMK lässt

sich am einfachsten durch eine Entkopplung am Ausgang des Stromreglers realisieren, so wie in Abbildung 2.5 gezeigt. Somit ist die Regelstrecke linearisiert worden und die Stromregler können zunächst insbesondere im hochdynamischen Betrieb entlastet werden.

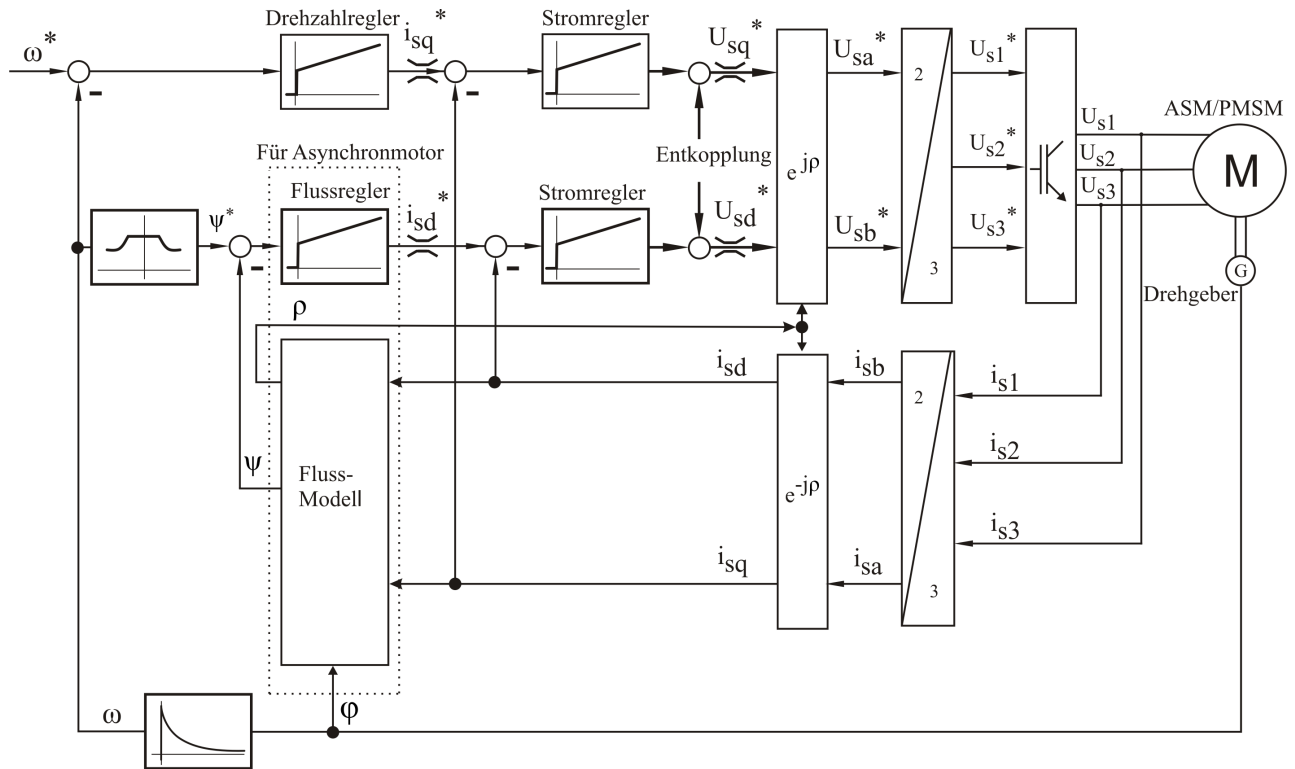


Abbildung 2.5: Klassische Struktur eines Drehstromservoantriebes mit feldorientierter Regelung

In den nächsten Abschnitten werden der Strom- und Geschwindigkeitsregelkreis der Kaskadenregelung für das gewünschte Führungsverhalten ausgelegt. Das Strom- und Geschwindigkeitsregelgesetz wird üblicherweise auf einem Signalprozessor (DSP) berechnet. In den letzten Jahren ist ein neuartiger Ansatz einwickelt worden, bei dem statt Signalprozessoren ein in VHDL programmierter Field Programmable Gate Array (FPGA) verwendet wird. Um die beiden Regelgesetze zu bearbeiten und daraus neue Sollwerte an die PWM-Einheiten auszugeben, wird ein Regeltakt benötigt.

### 2.3.1.1 Stromregelung

Für die Auswahl passender Regler ist die Kenntnis des Verhaltens des Drehstrommotors (PMSM/ASM) als Regelstrecke entscheidend. Die beiden Übertragungsfunktionen von  $i_{sq}$  -

und  $i_{sd}$ -Regelstrecken verhalten sich mit der Entkopplung wie ein lineares  $PT_1$ -Glieder mit der Statorzeitkonstanten  $T_s$  und der Verstärkung  $K_s$ .

Der Wechselrichter übernimmt die Funktion des Stellgliedes. Die Totzeit der modernen Wechselrichter, welche mit Schaltfrequenz im zweistelligen kHz-Bereich arbeiten, ist gering. Daher kann man zur Auslegung des Stromreglers das dynamische Verhalten des Wechselrichters durch ein  $PT_1$ -Glieder approximieren. Die Zeitkonstante des Wechselrichters wird häufig mit anderen Verzögerungen, welche sich durch zeitdiskrete Reglerrealisierung oder Istwertfilter ergeben, durch ein  $PT_1$ -Glieder mit einer gemeinsamen Zeitkonstante  $T_{sum,I}$  und Verstärkung  $V = 1$  zusammengefasst.

Als Stromregler werden gewöhnlich zwei PI-Regler für  $i_{sq}$  und  $i_{sd}$  gewählt. D-Anteile verursachen in den meisten Fällen eine zu große Reglerunruhe. Für die Auslegung der Reglerparameter  $(T_I, K_I)$  existieren verschiedene Varianten [7]. Für Antriebe mit Statorzeitkonstanten, die nicht zu groß gegenüber der Summentotzeiten  $T_{sum,I}$  sind, was typischerweise bei Servoantrieben anzutreffen ist, wird die Auslegung nach dem Betragsoptimum ausgeführt. Ist die Statorzeitkonstante zu groß gegenüber  $T_{sum,I}$ , ist die Ausregelung von Störungen unbefriedigend langsam. Vorteilhafterweise wird dann der Regler nach dem Dämpfungs- oder dem Symmetrischen Optimum [70] ausgelegt.

Beim Betragsoptimum-Verfahren wählt man die Reglernachstellzeit  $T_I$  gleich der Statorzeitkonstante  $T_s$  der Regelstrecke und somit kann diese kompensiert werden. Der Integralanteil des Reglers erzwingt im stationären Betrieb eine exakte Übereinstimmung von Ist- und Sollwert. Durch die Kompensation der Polstelle der Regelstrecke ergibt sich für den geschlossenen Regelkreis die Standard-Führungsübertragungsfunktion zweiter Ordnung. Die Proportionalverstärkung  $K_I$  der Stromregler wird dann so bestimmt, dass der geschlossene Regelkreis eine Dämpfung von  $D_I = 1/\sqrt{2}$  erhält. Somit ist die Forderung nach einem möglichst großen Frequenzbereich erfüllt. Mit dieser Optimierung ergeben sich beispielsweise die folgenden Bestimmungsgleichungen für die Regelparameter des Asynchronmotors [44]:

$$T_I = T_s \quad \text{und} \quad K_I = \frac{T_I R_s}{4D_I^2 K_s T_{sum,I}} \quad (2.7)$$

Die Dynamik und die Bandbreite der Regelung ist proportional zu der gewählten Verstärkung. Eine Erhöhung der Dynamik der geregelten Strecke ist durch schnellere Schaltfrequenz des Wechselrichters oder durch eine exakte Berücksichtigung der Totzeit im Stromregelkreis statt einer Approximation durch ein Verzögerungsglied [7] möglich. Um die Auslegung des Fluss- und Geschwindigkeitsregelkreises zu vereinfachen, wird das Zeitverhalten des Stromregelkreises durch ein  $PT_1$  Glied mit der Verstärkung eins und der Verzögerungszeitkonstante

$T_{I-ers}$  approximiert [71].

### 2.3.1.2 Fluss- und Spannungsregelung

Beim Asynchronmotor nimmt der Spannungsbedarf bei konstantem Fluss und steigender Geschwindigkeit im Feldschwächebereich zu. Daher muss man das Feld vor dem Erreichen der maximalen Umrichterausgangsspannung entsprechend schwächen, damit genügend Spannungsreserve zur Regelung der Ströme bleibt. Das maximal erreichbare Drehmoment reduziert sich dadurch in etwa mit dem Quadrat der Geschwindigkeit und entsprechend dem reduzierten Drehmoment verringert sich auch die erreichbare Dynamik. Die Aufgabe, das Feld zu schwächen, übernimmt der Flussregler. Er bestimmt den Sollwert für den Strom  $i_d^*$  aus einem vorgegebenen Magnetisierungsstrom-Sollwert. Die Regelgröße für den Flussregler  $\psi$  ergibt sich aus dem Flussmodell. Die Berechnung des Sollwerts für Flussregler  $\psi^*$  kann entweder geschwindigkeitsabhängig über eine feste Kennlinie (vgl. Abbildung 2.5) oder durch einen zusätzlichen Spannungsregler erfolgen. Der Entwurf der Fluss- und Spannungsregler ist in [44] und [76] ausführlich dargestellt. Um beim Synchronservomotor höhere Geschwindigkeiten oberhalb des Grunddrehzahlbereichs durch Feldschwächung zu erreichen, wird abhängig von der Geschwindigkeit und dem Drehmoment ein von Null abweichender Sollwert des Längsstroms  $i_d^*$  vorgegeben [67].

### 2.3.1.3 Geschwindigkeitsregelung

Die Regelstrecke wird bei idealer Mechanik durch die mechanische Integration des Drehmoments (Integrator mit der Massenträgheit  $J$ ) sowie Drehmomentbildung beschrieben. Weitere Verzögerungszeiten z.B. durch den Geschwindigkeits-Messwertfilter, die Reglerrealisierung im Rechner und die Messwernerfassung werden mit der Verzögerung des Stromregelkreises  $T_{I-ers}$  durch eine einzige Summenzeitkonstante  $T_{sum,n}$  angenähert. In den Servoantrieben wird das Drehmoment als Produkt zwischen Luftspaltfeld, Polpaarzahl und Querstrom  $i_{sq}$  dargestellt. Bei der Auslegung der Reglerparameter werden zunächst Luftspaltfeld und Polpaarzahl als Konstanten berücksichtigt und in die Zeitkonstante des Integrators  $T_J$  eingerechnet.

Das Lastdrehmoment greift vor dem Integrator als Störgröße an. Daraus entsteht eine stationäre Regelabweichung. Um jetzt diese Störgröße stationär und genau auszuregulieren, ist es erforderlich, einen Regler mit Integralanteil zu verwenden. Deswegen wird als Regler ein PI-Regler mit einer Reglerverstärkung  $K_N$  und einer Nachstellzeit  $T_N$  ausgewählt. Damit ergibt

sich für Übertragungsfunktion des offenen Geschwindigkeitsregelkreises:

$$F_{o,N} = K_N \frac{T_N s + 1}{T_N s} \frac{1}{T_{I-ers} s + 1} \frac{1}{T_J s} \quad (2.8)$$

Um nun den Geschwindigkeitsregelkreis mit insgesamt zwei Integralanteilen zu stabilisieren, wird das typische Optimierungskriterium für einen Geschwindigkeitsregelkreis mit unterlegtem Stromregelkreis, das sogenannte symmetrische Optimum, angewendet [71][70]. In diesem Fall ist jedoch eine Kompensation der Ersatzzeitkonstante ( $T_{I-ers}$ ) durch den Vorhalt ( $T_N$ ) nicht möglich. Damit kann man die Dauerschwingung vermeiden. Beim symmetrischen Optimum (SO) wird bei der Einstellung der Regelerparameter angestrebt, dass der geschlossene Regelkreis für einen möglichst großen Frequenzbereich die Störgröße unterdrücken kann. Damit lassen sich für eine ASM oder PMSM die folgenden Bestimmungsgleichungen mit einer Vorgabe der Dämpfung ( $D_N$ ) für die Regelparame-ter angeben:

$$T_N = (2D_N + 1)^2 T_{I-ers} \quad \text{und} \quad K_N = \frac{T_J}{(2D_N + 1)T_{I-ers}} \quad (2.9)$$

Durch Vorgabe der Dämpfung des geschlossenen Regelkreises kann die Dynamik der Geschwindigkeitsregelung und damit auch deren Bandbreite eingestellt werden.

## 2.4 Einfluss der Lageabweichung auf das Regelverhalten bei Servoantrieben

Bei Servoantrieben sind die wesentlichen Ausgangspunkte für eine schnelle und gleichzeitig genaue Bahnbewegungen eines Fertigungssystems [48] wie folgt:

- Kompensationen der Nichtlinearitäten des Antriebs (Reibung, Rastmomente, Sättigung), sowie Steuerungen mit kurzen Regeltaktzeiten
- Geringe Kraftwelligkeit des Motors, positions- und lastunabhängige Proportionalität zwischen Drehmoment (Kraft) und Strom
- Steife und gut gedämpfte mechanische Strukturen
- Positionsmesssysteme mit geringen systematischen und stochastischen Fehlern im gesamten Betriebsbereich der Antriebe

Die Lageabweichungen des Lagegebers haben erheblichen Einfluss auf die erreichbare Positionsgenauigkeit und können auch zu erheblichen Einschränkungen im Gleichlauf- und Geräuschverhalten führen. Mit den zunehmenden Anforderungen an die Bewegungsdynamik von Servoantrieben, welche eine hohe Verstärkung im Lage- und Drehzahlregler benötigt, sind hohe Signalgüten des Lagegebers heutzutage eine wichtige Voraussetzung für hochdynamische Servomotoren.

Die Lageabweichung kann durch systematische und stochastische Fehler verursacht werden. Bei der systematischen Lageabweichung wird zwischen langwelligen und kurzwelligen Abweichungen unterschieden (siehe Abschnitt 4.1). Kurzwellige Abweichungen (Feinlagefehler) zeigen einen periodischen Verlauf innerhalb der Geberperiode. Langwellige Lageabweichungen (Groblagefehler) haben dagegen einen periodischen Verlauf über die komplette mechanische Umdrehung. Sie beeinflussen die Positionsgenauigkeit und haben keinen Einfluss auf die erreichbare Regelkreisdynamik [47]. Kurzwellige Abweichungen beeinflussen die Positionsgenauigkeit ebenfalls. Zudem stören sie das Verhalten der Servoantriebe erheblich. Kurzwellige Abweichungen und stochastische Abweichungen produzieren unerwünschte Geräusche und können den Servoantrieb zusätzlich erwärmen. Um den Einfluss der kurzwelligen Abweichungen auf das Regelverhalten besser beurteilen zu können, müssen zuerst weitere Aspekte betrachtet werden [48]:

1. Regelbandbreiten von Strom-, Geschwindigkeitsregelung- und Lageregler sind unterschiedlich und von den Eigenschaften des Motors und des mechanischen Aufbaus des Servosystems abhängig.
2. Die Reglerstufen (Strom-, Geschwindigkeits- und Lageregler) werden im Allgemeinen digital ausgeführt und haben häufig unterschiedliche Abtastfrequenzen.
3. Die Frequenzen der Lageabweichung sind proportional zur Drehzahl des Antriebs, sofern das Shannon Theorem eingehalten wird.
4. Wenn die Frequenz der Lageabweichung den halben Wert einer Reglerabtastfrequenz übersteigt, tritt eine Unterabtastung (Aliasing) auf. In Folge dieser Unterabtastung interpretiert die Steuerung nicht mehr die tatsächlichen Lageabweichungen sondern Faltungsfrequenzen.

In Abbildung 2.6 ist der Zusammenhang zwischen Drehzahl, Frequenz der Kurzwelligen Abweichungen und Abtastfrequenz dargestellt. Bei geringer Motordrehzahl liegen die Spektralanteile der kurzwelligen Abweichungen in dem Bereich I der Bandbreite des Lagegebers. Daher folgt der Antrieb den kurzwelligen Abweichungen. Bei höherer Drehzahl liegt die Frequenz der kurzwelligen Abweichungen oberhalb der Bandbreite des Lagereglers. Somit

nimmt die Wirkung der kurzwelligen Abweichungen auf die Bewegung der Motorwelle ab, die Störung im Motorstrom nimmt hingegen weiter zu (Abbildung 2.6, Bereich II). Wird die Motordrehzahl weiter erhöht, liegt die Frequenz der kurzwelligen Abweichungen oberhalb der Bandbreite des Drehzahlreglers und der Drehzahlregler berechnet Sollströme, welche nicht mehr ausreichen, um die Motorwelle des Antriebs folgen zu lassen. Die Auswirkung der kurzwelligen Abweichungen auf die Motordrehzahl nimmt ab, da der Antrieb nur innerhalb der Regelbandbreite folgen kann. Dagegen sind die Auswirkungen der kurzwelligen Abweichungen im Motorstrom besonders bei hoher Drehzahl deutlich zu sehen, was in der Praxis bei hohen Regelkreisverstärkungen und unzureichender Signalqualität zu auffälligen Antriebsgeräuschen führt (Abbildung 2.6, Bereich II und III).

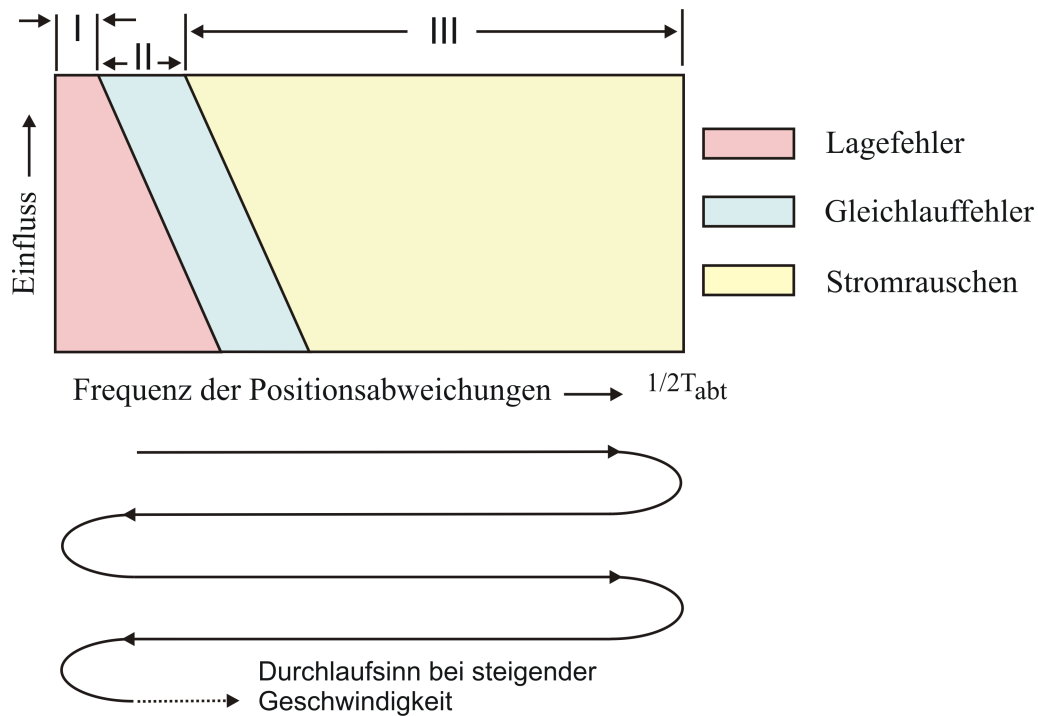


Abbildung 2.6: Einfluss der Lageabweichungen auf Servoantriebe, nach [46]

Bei einer Drehzahl oberhalb der Shannon-Grenze überschreiten die Spektralanteile ( $f_i$ ) der kurzwelligen Abweichungen die halbe Abtastfrequenz  $f_{abt}$  der Regelung. Die Spektralanteile werden um die halbe Abtastfrequenz gespiegelt. Daher werden sie zum Beispiel in bestimmten Drehzahlbereichen wieder bei einer geringeren Frequenz (Bereich I) auftreten, so dass in diesen Drehzahlbereichen erneut signifikante Lageabweichungen entstehen können. Beispielsweise bei einer Regelbandbreite des Bereiches I von 0 bis 100 Hz, einem optischen Lagegeber mit 2048 Strichen und einer Abtastzeit von  $62,5\mu s$  folgt der Antrieb der Grundwelle der kurzwelligen Abweichungen zwischen 0 und 2,9 U/min. In den Drehzahlbereichen zwischen



466 und 472 U/min, zwischen 935 und 941 U/min, usw. liegt die Frequenz der kurzwelligen Abweichungen durch Unterabtastung wieder im Bereich I der Bandbreite des Lagereglers. Die Spiegelfrequenzen  $f_{sp}$ , die bei Nichteinhaltung des Shannon-Theorems entstehen, können durch die folgende allgemeine Gleichung berechnet werden [23]:

$$f_{sp} = |n \cdot f_{abt} \pm f_i| \quad \text{mit } n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.10)$$

Für die erreichbare Genauigkeit und Laufruhe von Servoantrieben sind sowohl die Amplitude als auch die Periodenlänge der Messabweichungen entscheidend. Bei Servoantrieben werden meistens optische Lagegeber, induktive Lagegeber oder Resolver als Messsysteme für die Lage- und Drehzahlregelung eingesetzt. Diese Messsysteme unterscheiden sich in der erreichbaren Genauigkeit und Auflösung.

Optische Lagegeber, welche viele Signalperioden (Rechtecksignale oder sinusförmige Signale) aufweisen, ermöglichen eine sehr hohe Auflösung. Dabei folgt der Antrieb der Grundwelle der kurzwelligen Abweichungen nur im niedrigen Drehzahlbereich. Durch Unterabtastung liegen die kurzwelligen Abweichungen wieder in der Reglerbandbreite. Induktive Geber dagegen weisen deutlich weniger Signalperioden auf. Als Folge zeigen die kurzwelligen Abweichungen längere Perioden und der Drehzahlbereich, in dem der Antrieb den kurzwelligen Abweichungen folgt, wächst erheblich. Resolver weisen meistens nur eine Signalperiode pro Umdrehung des Motors auf. Somit ist der ermittelte Lagewert absolut und der Einfluss des Spektralanteils auf das Gleichlaufverhalten ist im gesamten Drehzahlbereich mit Drehzahlschwankungen durch den Resolver erkennbar. Im Vergleich zum Antrieb mit induktivem Geber wird die Laufruhe weniger, gleichzeitig werden die Voraussetzungen für eine hohe Regeldynamik niedriger.

## 3 Messverfahren und Messprinzipien bei Lagegebern

Servoantriebe benötigen eine hochauflösende Winkelerfassung. Hierfür werden in der Industrie häufig optische Inkrementalgeber eingesetzt. Dieses Lagemesssystem wurde grundsätzlich zur Lageregelung entwickelt, wird aber heutzutage auch anstelle eines analogen Tachogenerators benutzt, wenn das Geschwindigkeitssignal benötigt wird. Auf dem Markt stehen unterschiedliche Winkelmessgeräte zur Verfügung, die nach verschiedenen Messverfahren arbeiten. Besondere Bedeutung hat hier der sogenannte Sinus-Cosinus-Geber, welcher nach dem Prinzip der photoelektrischen Abtastung arbeitet. Dieses Prinzip erfüllt höchste Anforderungen an die Genauigkeit, da hiermit Teilungsstriche von wenigen Mikrometern Breite detektiert werden können und demzufolge hochaufgelöste Ausgangssignale mit sehr kleinen Signalperioden erzeugt werden. Im Folgenden werden die wichtigsten Messprinzipien und Messverfahren der Lagemesssysteme dargestellt [18][70][22].

### 3.1 Induktive Abtastung

Bei den Messsystemen mit induktiver Abtastung wird die Wirkung einer Linear- oder Drehbewegung auf die Koppelinduktivität zweier Spulen ausgewertet. Dieses Messprinzip wurde ursprünglich für den Einsatz in der NC-Steuerung entwickelt. Die einfachste Form für die induktive Abtastung findet man bei einem Resolver. Dabei wird die Spannungsinduktion, wie in Abbildung 3.1 dargestellt, durch zwei im Gehäuse um  $90^\circ$  versetzte Statorwicklungen (Primärspule), deren Achsen senkrecht zu einem gelagerten Rotor stehen, realisiert. Auf dem Rotor ist eine Rotorwicklung (Sekundärspule) senkrecht zur Drehachse befestigt. Die Lageinformation wird durch die Erregung der Rotorwicklung über einen Drehtransformator mit einem hochfrequenten Signal  $U_R(t)$  (2 kHz bis 20 kHz) ermittelt. In den Statorwicklungen werden dann Wechselspannungen  $U_{S1}(t)$  und  $U_{S2}(t)$  mit gleicher Frequenz induziert, deren

Amplitude aber vom Rotorwinkel abhängig ist. Für Servoantriebe mit höheren Positionsaufösungen im Vergleich zum Resolver kommen induktive Geber zum Einsatz. Die höhere Auflösung erreicht man hier durch mehrpolige, mäanderförmige Teilungen [18]. Geber mit induktiver Abtastung haben einen sehr robusten Aufbau. Im Gegensatz zur optischen Abtastung sind die Genauigkeit und die Auflösung der Messsysteme mit induktiver Abtastung infolge der groben Signalperioden stark eingeschränkt. Ein Nachteil bei induktiver Abtastung ist zudem die hohe Empfindlichkeit gegenüber Änderungen des Abstands zwischen beiden Primär- und Sekundärspulen. Weiterhin entsteht durch das notwendige Demodulationsverfahren beim Resolver ein erhöhter Aufwand in der steuerungseitigen Auswertung.

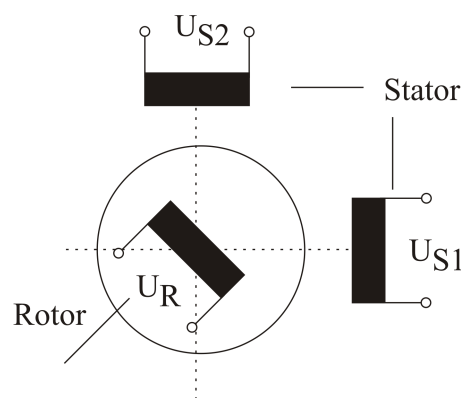


Abbildung 3.1: Funktionsprinzip des Resolvers

## 3.2 Magnetische Abtastung

Bei Drehgebern mit magnetischer Abtastung wird der bewegliche Teil des Drehgebers (Maßverkörperung) aus einem hartmagnetischen Träger mit einer Anreihung von abwechselnden Nord- und Südpolen aufgebaut. Die Pole weisen einen Abstand von  $200\ \mu\text{m}$  oder mehr zueinander auf. Daher werden Messsysteme mit magnetischer Abtastung in der Applikationen mit mittleren Genauigkeitsanforderungen, beispielsweise Hauptspindeln von Werkzeugmaschinen, verwendet. Signalperioden unterhalb von  $200\ \mu\text{m}$  sind sehr schwer möglich, da hier sich die Empfindlichkeit der magnetischen Abtastung gegenüber den Abstandsvariationen erhöht. Für die Abtastung wird das Trägerfrequenzverfahren oder das magnetoresistive Verfahren angewendet [18].

Beim magnetoresistiven Verfahren (vgl. Abbildung 3.2) besteht die Abtasteinheit aus einem Glasplättchen, welches vier Leiterbahnen, die aus Streifen aus magnetoresistivem Material bestehen, aufträgt. Der elektrische Widerstand dieses Materials ist von der magnetischen

Flussdichte abhängig. Dabei werden die vier Leiterbahnen, beziehungsweise deren Widerstände, zu einer Wheatstone-Brücke geschaltet. Durch die Bewegung der Maßverkörperung relativ zur Abtasteinheit ändern sich die Werte der Widerstände der Brücke periodisch relativ zur Lage der betreffenden Leiter vor den Nord- und Südpolen. Daraus entsteht eine sinusförmige Spannung  $S1$ . Weiterhin wird eine um  $90^\circ$  verschobene sinusförmige Spannung  $S2$  durch eine zweite Gruppe von vier Leiterbahnen gewonnen. Magnetische Gebersysteme weisen eine hohe Robustheit gegenüber Umwelteinflüssen wie Temperatur oder Staub auf. Dabei muss aber darauf geachtet werden, dass keine magnetisierten Montagewerkzeuge benutzt werden. Diese können den magnetischen Geber beschädigen.

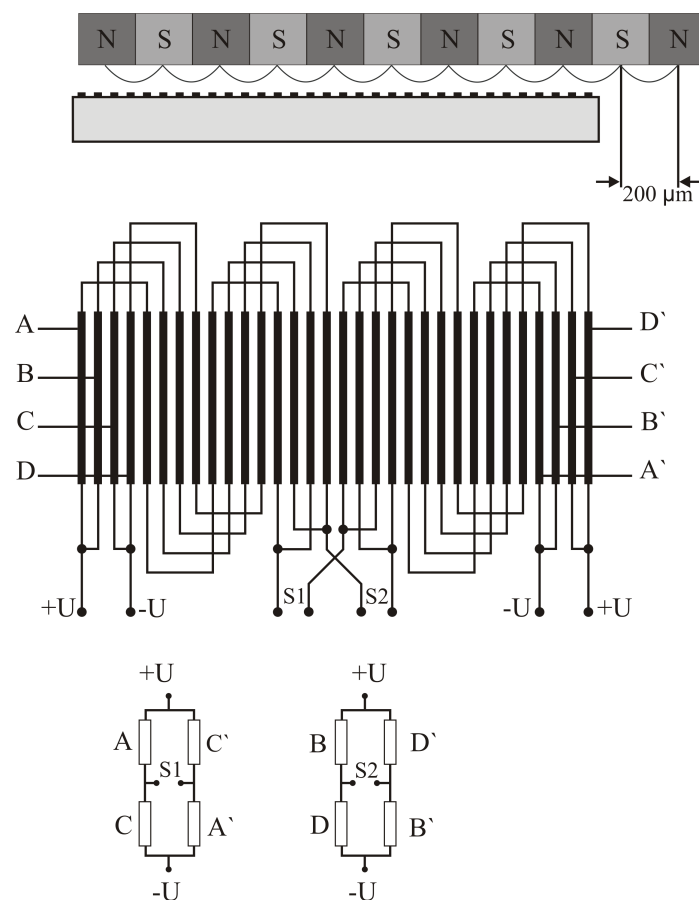


Abbildung 3.2: Magnetisches Messprinzip mit magnetoresistivem Sensor, Quelle: [18]

### 3.3 Optische Abtastung

Das dritte Messverfahren der Lagemessgeräte arbeitet nach dem photoelektrischen Prinzip und erlaubt, im Gegensatz zu den beiden zuvor erwähnten Messprinzipien, die Verwendung

einer Maßverkörperung mit sehr feinen Teilungen. Daher werden Lagemesssysteme mit optischen Messverfahren in der Applikation mit höheren Anforderungen bezüglich Dynamik und Genauigkeit, beispielsweise bei CNC-Maschinen, eingesetzt. Bei der optischen Abtastung werden grundsätzlich zwei verschiedene Messverfahren verwendet, darüber hinaus sind auch bei dem ersten Messverfahren drei unterschiedliche Maßverkörperungen oder Abtastplatten zu unterscheiden [18] [22]:

- **Abbildendes Messverfahren**

- Durchlichtverfahren
- Reflexionsverfahren
- Reflexionsverfahren mit Quasi-Einfeldabtastung

- **Interferentielles Messverfahren**

Der in dieser Arbeit verwendete Sinus-Cosinus-Geber arbeitet mit abbildenden Messverfahren nach dem Durchlichtverfahren. Der Drehgeber besteht in diesem Fall grundsätzlich aus zwei Teilen, einer Abtastplatte und einer Maßverkörperung, welche für das Durchlichtverfahren zyklisch lichtdurchlässige Bereiche hat. Wenn sich nun die Maßverkörperung zwischen der Lichtquelle und dem photooptischen Bauelement bewegt, erzeugt das photooptische Bauelement (Sensor) ein Spannungssignal, das proportional zu dem durch den lichtdurchlässigen Bereich der Maßverkörperung durchstrahlenden Lichtstrom ist. Dieses Prinzip wird am häufigsten in Sinus-Cosinus-Gebern und absoluten Drehgebern verwendet.

Das Prinzip der abbildenden Messverfahren nach dem Durchlichtverfahren wird im nächsten Abschnitt genauer erläutert. Beim Reflexionsverfahren werden dagegen Maßverkörperungen aus Stahl oder Zerodur mit reflektierenden und nicht reflektierenden Bereichen verwendet. Daher erfolgt die Auswertung bei diesem Verfahren in Reflexion. Dieses Verfahren eignet sich für Messgeräte mit großen Messlängen bis zu 30 m, da Stahlmaßstäbe in Form flexibler Bänder gefertigt werden können. Glasmaßstäbe sind dagegen nur in Längen bis zu ca. 3 m verfügbar. Mit dem abbildenden Messprinzip werden praktikable Anbautoleranzen für die Teilungsperiode der Maßverkörperung von 10  $\mu\text{m}$  und größer erzielt. Die Benutzung einer Maßverkörperung mit feinerer Teilung wird durch die Beugungseffekte an den Teilungsgittern verhindert.

Bei interferentiellen Messverfahren erreicht man die höchste Genauigkeit durch Ausnutzung der Beugung und der Interferenz des Lichtes an fein geteilten Gittern. Vorteilhaft ist es hier, dass beide Sinus- und Cosinus-Ausgangssignale weitgehend frei von Oberwellen sind und somit die Ausgangssignale hoch interpoliert werden können. Daher erreichen Maßstäbe

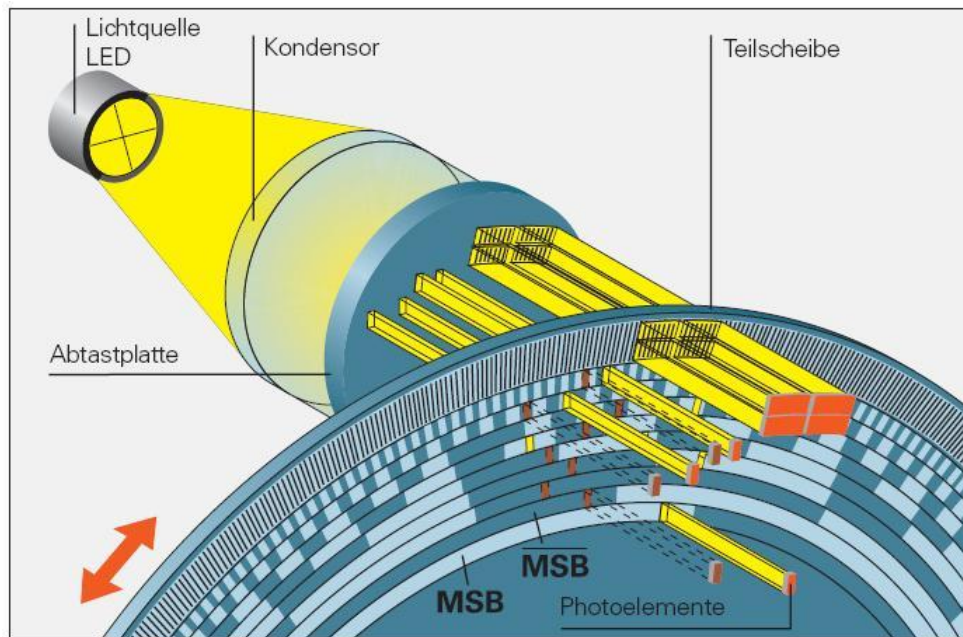


Abbildung 3.3: Photoelektrische Abtastung nach dem abbildenden Messprinzip bei Sinus-Cosinus-Gebern, Quelle: [31]

nach dem interferentiellen Prinzip die höchste Genauigkeit und es lassen sich damit sehr feine Gitterperioden von unter  $1\ \mu\text{m}$  verwenden.

### 3.3.1 Durchlichtverfahren

Das Prinzip eines optischen Inkrementalgebers mit sinusförmigen Ausgangssignalen, welcher das abbildende Messverfahren nach dem Durchlichtverfahren verwendet, ist in Abbildung 3.3 dargestellt. Die einzelnen Komponenten des Inkrementalgebers werden im Folgenden erläutert:

- **Lichtquelle und Kondensor**

In Abbildung 3.4 ist die Funktionsweise des Kondensors dargestellt. Aus einer Halbleiterlichtquelle fällt ein Lichtbündel durch den Kondensor (Sammellinse). Mit Hilfe des Kondensors wird das Licht ausgerichtet und in Form von parallelen Lichtstrahlen durch alle vier Abtastplatten hindurchgestrahlt.

- **Abtastplatte**

Die Abtastplatte ist ein fest montiertes lichtdurchlässiges Strichgitter, das in geringem Abstand gegenüber dem drehbaren Strichgitter (Maßverkörperung) angebracht

ist. Sie trägt, wie in Abbildung 3.5 dargestellt, vier Abtastfelder mit jeweils der gleichen Gitterteilung. Die Felder sind jeweils um ein Viertel der Teilungsperiode ( $360^\circ$  / Strichzahl) zueinander versetzt. Weiterhin trägt die Abtastplatte ein weiteres Feld mit einem einzigen Segment, der Referenzmarke, wodurch die Lage des Nullindex mechanisch festgelegt ist.

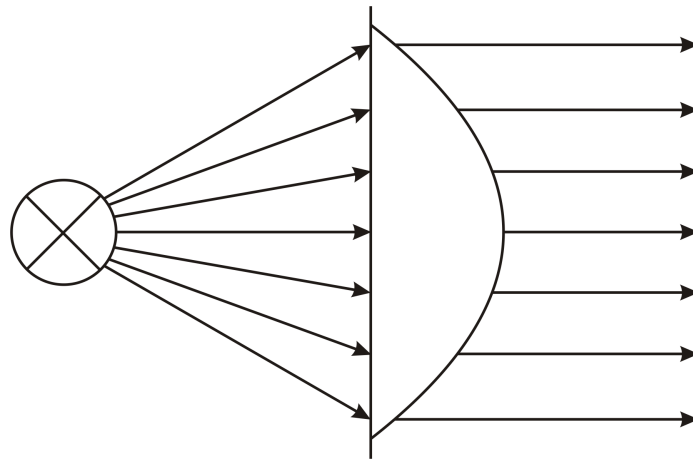


Abbildung 3.4: Lichtquelle und Kondensor

- **Maßverkörperung**

Die Maßverkörperung des Drehgebers wird durch ein mit dem Motor verbundenes, drehbar gelagertes Strichgitter aus Glas dargestellt. Das Strichgitter der Maßverkörperung hat eine ähnliche Teilungsperiode  $C$  wie das der Abtastplatte (Abbildung 3.5). Es besteht aus Strichen der Breite  $C/2$  aus Chrom, die bei Motorbewegung die Inkrementalspur bilden. Bei einer kompletten mechanischen Umdrehung des Motors bzw. der Maßverkörperung werden als Ausgangssignal des Sinus-Cosinus-Gebers so viele Sinusperioden erzeugt, wie Striche auf der Maßverkörperung vorhanden sind.

- **Photoelemente**

Bei den Photoelementen (auch Photodioden genannt) handelt es sich um vier Photodioden, von denen jeweils zwei antiparallel verschaltet und um  $\gamma = 180^\circ$  versetzt sind. Über eine spezielle Ausführung der Photoelemente werden die Lichtänderungen in guter Näherung in sinusförmige elektrische Signale umgewandelt. Statt der einzelnen Photoelemente bei der 4-Feld-Abtastung wird auch zunehmend ein speziell strukturierter Photosensor eingesetzt, welcher die Aufgabe der vier einzelnen Abtastfelder übernimmt. Diese Einfeld-Abtastung hat den Vorteil, vier um  $90^\circ$  zueinander versetzte Abtastsignale mit gutem Signal/Rauschen-Verhältnis und geringeren Abweichungen innerhalb einer Signalperiode zu generieren.

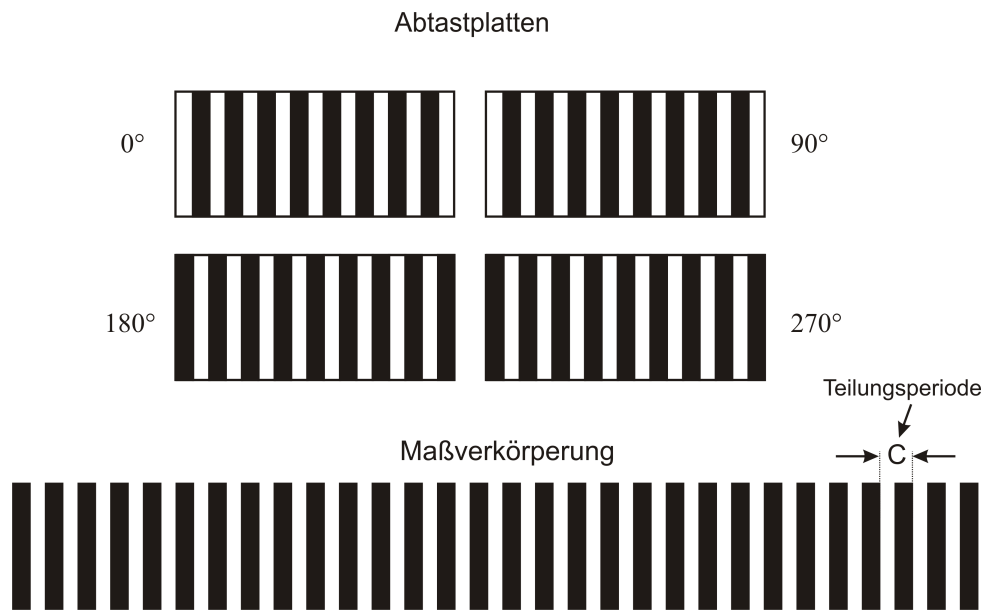


Abbildung 3.5: Anordnung der Abtastplatten mit phasenverschobenen Abtastfeldern und die Maßverkörperung

### 3.3.1.1 Signalbildung nach dem Durchlichtverfahren

Die Sinus-Cosinus-Signale werden bei dem Durchlichtverfahren nach einem schattenoptischen Messprinzip erzeugt. Wird der Drehgeber gedreht, so wird das Strichgitter der Maßverkörperung relativ zu dem Strichgitter der Abtastplatte bewegt. Das parallele Licht fällt jeweils durch die beiden Strichgitter und das durchfallende Licht wird sinusförmig moduliert. Stimmen die Striche und Lücken der Gitter überein, wird das Licht hindurchgelassen. Stehen die Striche allerdings über den Lücken, so resultiert daraus eine Abschattung. Vier Photoelemente detektieren den variierenden Lichteinfall und im idealen Fall erzeugen sie dementsprechend aus dieser sinusförmigen Lichtintensitätsänderung bzw. den sich abwechselnden Hell- und Dunkelperioden vier sinusförmige Stromsignale. Die erzeugten vier Signale sind wegen der vier zueinander versetzten Abtastfelder in der Abtastplatte um  $\gamma = 90$  elektrisch zueinander phasenverschoben. Davon sind wie in Abbildung 3.6 dargestellt, jeweils zwei Signale um  $\gamma = 180$  zueinander phasenverschoben.

Da die Lichtintensitätsänderung nur zwischen hell und dunkel schwankt, es also keine negative Helligkeit gibt, liefern die Photodioden entweder viel oder wenig Strom und die sinusförmigen Stromsignale sind nicht nullsymmetrisch [79]. Deshalb werden zwei der vier Photodioden antiparallel geschaltet. Dadurch werden gegenphasige Signale voneinander subtrahiert, so dass die Gleichanteile (z.B. durch Streulicht) auf den Photodioden wegfallen und man zwei nullsymmetrische sinusförmige Signale (vgl. Abbildung 3.6) erhält, die die Ausgangssignale



des Sinus-Cosinus-Gebers bilden. Ein gleichspannungsfreies Sinus-Cosinus-Signale ist vorteilhaft für die weitere Auswertung. Der entscheidende Nachteil bei optischen Gebern liegt in der Empfindlichkeit gegenüber hohen Temperaturen und mechanischen Stößen. Weiterhin ist die Genauigkeit des Gebers extrem von Montagetoleranzen abhängig.

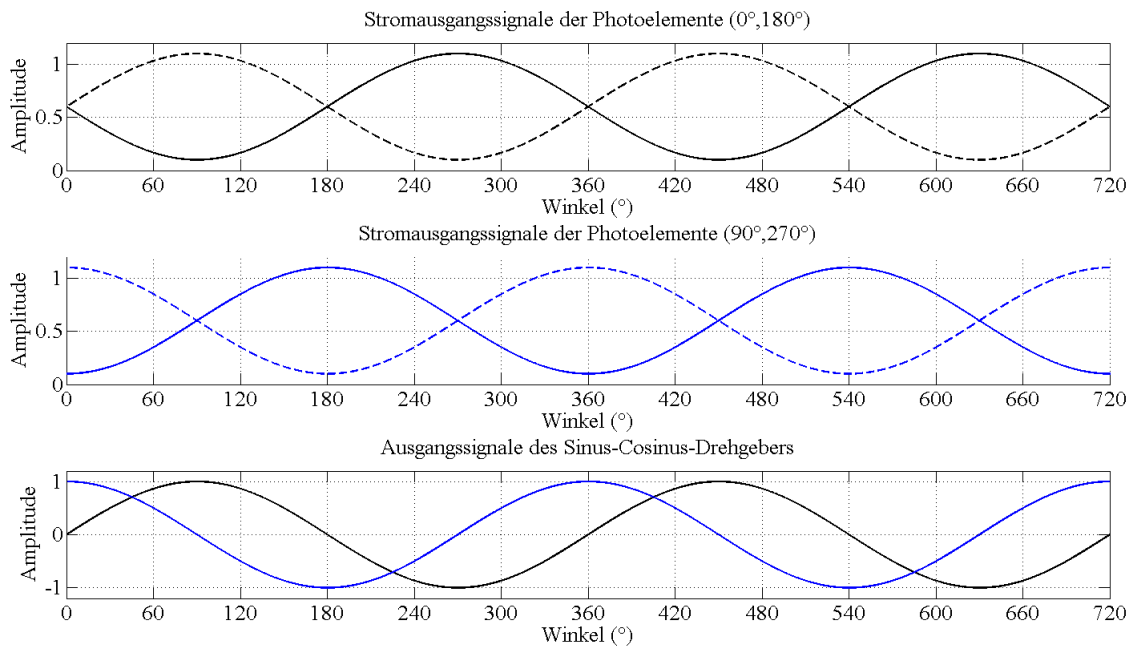


Abbildung 3.6: Sinusverlauf bei paralleler Verschaltung der Photoelemente

In den letzten Jahren werden Drehgeber mit neuem kapazitiven Abtastverfahren eingesetzt [39]. Das neue Verfahren funktioniert ohne Kugellager und kombiniert durch seinen neuen Aufbau die Vorteile der Robustheit der Resolver und die hohe Genauigkeit der optischen Geber.

### 3.4 Referenzsignal (Nullindex)

Bei dem bis jetzt beschriebenen Messverfahren werden Lageinformationen grundsätzlich durch Zählen der einzelnen Inkremente ausgehend von einem Startwert gewonnen. Somit erhält man einen Lagewert relativ zum Lagewert, an dem der Drehgeber eingeschaltet wurde. Bei vielen Anwendungen ist dies aber nicht ausreichend. Insbesondere bei Synchron-Servomotoren ist dies wichtig, da für die rotororientierte Regelung des permanentmagneter-

regten Synchronmotors die Lagezuordnung der Permanentmagneten zu den Statorwicklungen bekannt sein muss. Daher wird bei inkrementellen Drehgebern das Referenzsignal eingeführt und so ein bestimmtes Intervall des inkrementellen Drehgebers durch eine schmale Signalspitze gekennzeichnet.

Um dies zu realisieren, befindet sich z.B. bei photoelektrischen Gebern zusätzlich zu den Inkrementalspuren auf der Maßverkörperung eine weitere Spur, welche mehrere Striche trägt. Mit Hilfe dieser Spur wird einmal pro Umdrehung ein Signal, das bei mittlerer Höhe etwa eine Signalperiode breit ist, erzeugt. Durch den Komparator der Folgeelektronik erhält man dann einen Referenzimpuls. Um jetzt im Fall der Erst-Inbetriebnahme oder einer Spannungsunterbrechung eine absolute Lage herzustellen, muss der Nullindex einmal überfahren werden. Die Suche des Nullindexes ist manchmal schwierig, wie z.B. bei langen Maßstäben. Daher wird in diesem Fall das Verfahren der Abstandscodierung eingesetzt. Dabei wird eine Vielzahl von Nullindizes auf der Maßverkörperung mit definiert unterschiedlichen Abständen dazwischen integriert. Die absolute Lage kann nach dem Überfahren zweier benachbarter Nullindizes durch Aufzählen der zwischen den beiden Nullindizes liegenden Inkremente von der Auswerteeinheit durch einen einfachen Algorithmus ermittelt werden.

### 3.5 Optischer Drehgeber mit absoluten Messverfahren

Bei vielen Anwendungen der Servotechnik, z.B. bei Mehrachs-Robotern oder komplexen CNC-Werkzeugmaschinen ist es wichtig, die absolute Position des Antriebs bei der Erst-Inbetriebnahme der Maschine oder nach einer Unterbrechung ohne eine vorige Referenzfahrt zu kennen. Für diese Aufgabe werden auf dem Markt sogenannte absolute Drehgeber angeboten. Optische Absolutwertgeber haben den gleichen mechanischen Aufbau wie inkrementale Sinus-Cosinus-Geber und nutzen heute meist das photoelektrische Messprinzip (Abbildung 3.3). Als wesentlicher Unterschied im Vergleich zu dem inkrementalen Drehgeber verwendet der absolute Drehgeber als Maßverkörperung eine codierte Teilscheibe mit vielen Spuren unterschiedlicher Teilungsperioden anstatt einer Maßverkörperung mit einer einzigen Strichteilung mit gleicher Teilungsperiode. Andererseits sind mehrere Abtastplatten, die den Teilungs- bzw. Codespuren zugeordnete Abtastfelder tragen, in geringem Abstand gegenüber der drehbaren Maßverkörperung zugeordnet. Durch eine Beleuchtungseinheit (LED und Kondensor) für jede Abtastplatte werden die entsprechenden Abtastfelder durchstrahlt. Bei einer Drehung der Maßverkörperung werden die Zahlen 0 und 1 durch helle bzw. dunkle Segmente der Spuren dargestellt. Dabei ist jede Position durch eine definierte Binärzahl codiert, und die Anzahl der Spuren bestimmt die Auflösung des absoluten Drehgebers.

In der Praxis werden zum Erzeugen der absoluten Position verschiedene Codes eingesetzt, beispielsweise Dual (Binär)-, Gray- oder Random-Codes. Das gesamte Datenwort wird anschließend einer Folgeelektronik übergeben. Ein Vorteil des Dualcodes ist, dass er technisch einfach zu verarbeiten ist. Dagegen kann es bei der optischen Abtastung mit einfachem Dualcode durch einen nicht exakt zeitsynchronen Bitwechsel mehrerer Spuren zu Lesefehlern kommen, die eine falsche Positionszuordnung verursachen können. Dieses Problem kann mittels der V-Abtastung gelöst werden [81]. Der Graycode ist hierfür eine elegantere Verschlüsselung. Er ist ein binärer Code, bei dessen Ablesung von einem Wert zum nächsten immer nur ein Bit der Codierung verändert wird. Auf diese Weise wird der Ablesefehler auf  $\pm 1$  Inkrement beschränkt, wenn die Scheibe zwischen zwei Werten steht. Allerdings muss beim Graycode eine Konvertierung in den Dualcode vorgenommen werden, da seine Zeichen keine numerische Bedeutung haben. Der besondere Vorteil der codierten Teilscheibe eines absoluten Drehgebers besteht darin, dass die absolute Lage des Motors direkt nach dem Einschalten der Versorgungsspannung aus der Maßverkörperung abgeleitet werden kann. Hier entfällt der Referenzpunkt und eine Zählerschaltung für die Verarbeitung des Drehgebersignals kann eingespart werden. Als Nachteil steht dem aber der hohe Preis gegenüber. Absolute Drehgeber werden in zwei wesentliche Ausfertigungen unterteilt:

### 1. Singleturn-Drehgeber

Der Singleturn-Drehgeber gibt nach dem Einschalten eine absolute Position innerhalb einer Umdrehung an. Der Zahlenwert beginnt nach einer kompletten Umdrehung des Motors wieder bei dem Startwert. Bei Änderung der Drehrichtung des Motors ändert sich am Ausgangswert die Zählrichtung.

### 2. Multiturn-Drehgeber

Multiturn-Drehgeber haben im Vergleich zu Singleturn-Drehgebern den gleichen Aufbau und das Funktionsprinzip zur Bestimmung der Position innerhalb einer Umdrehung, hier wird aber eine zusätzliche Codierung für die Anzahl der Umdrehungen des Motors eingesetzt. Sie werden daher zum Beispiel bei Spindelvorschubachsen verwendet, da bei diesen nicht nur der absolute Winkel des Motors, sondern auch die Anzahl der insgesamt vollzogenen Umdrehungen bekannt sein muss. Um die Anzahl der Umdrehungen bei der Multiturn-Drehgeber unterscheiden zu können, existieren verschiedene Varianten [82]:

- mechanisch arbeitende Multiturn-Drehgeber. Die Anzahl der Umdrehungen wird mit Hilfe eines mehrstufigen Getriebes erfasst und gespeichert. Mit Getriebe können üblicherweise nur bis maximal 4.096 Umdrehungen (12 Bit) abgebildet werden. Weiterhin hat das Getriebe eine begrenzte Lebensdauer.

- elektronisch arbeitende Multiturn-Drehgeber, welche kein Getriebe verwenden, sondern deren Multiturn-Teil mit zusätzlichen Reed-Kontakten ausgestattet ist. Die Aufwärts- oder Abwärtszählinformationen werden dann durch einen anwendungsspezifischen Schaltkreis (ASIC) oder Prozessor ausgewertet und in einem flüchtigen Speicher abgelegt. Letzterer kann im Normalfall bis zu 65.536 (16 Bit) Umdrehungen speichern. Auch die elektronischen Drehgeber haben den Nachteil der begrenzten Lebensdauer der Batterie zum Betrieb des Prozessors und zum Speichern der Zählinformationen. Weiterhin können die Reed-Kontakte unter Schockeinwirkung Fehler bei der Impulszählung auslösen.
- Multiturn-Absolut-Drehgeber ohne Getriebe und ohne Batterie, welche die genannten Nachteile nicht aufweisen. Diese sind als neue Generation auf den Markt gekommen. Herzstück dieses neuen Verfahrens ist ein Mikrogenerator, mit dem die erforderliche elektrische Energie für die elektronische Verarbeitung und nicht-flüchtige Speicherung selbst bei kleinsten Drehbewegungen direkt aus dem Mikrogenerator gewonnen wird.

Die absolute Lage wird überwiegend über eine serielle Schnittstelle zum Servo-Umrichter übertragen. In den letzten Jahren hat sich bei den Lagegebersystemen eine Digitalisierung der Schnittstellen vollzogen. Folgende Schnittstellen wurden dazu zur Datenübertragung definiert [40]:

- **SSI Synchron-Serielle Datenübertragung**

Das SSI ist eine in der Industrie weit verbreitete Schnittstelle, bei der die absolute Lage eines Drehgebers durch eine serielle Datenübertragung übertragen wird. Durch die Empfangselektronik (z.B. Mikrocontroller) wird ein Takt produziert, mit dem die Datenübertragungen zum Abtastvorgang im Servoregler synchronisiert werden. Dabei wird abhängig von der Leitungslänge eine Realisierung von Übertragungsraten bis 2 Mbit/s möglich. Dies ist allerdings langsamer als bei der BiSS, EnDat-oder Hiperface-Schnittstelle.

- **BiSS-Bidirektional synchrone Datenübertragung**

Das offene Standard BiSS ist hardwarekompatibel zu SSI, bietet aber eine schnellere bidirektionale Datenübertragung zwischen dem Drehgeber und dem Servoregler. BiSS ist als Konkurrenz zu EnDat entstanden. Sie basiert auf zwei unidirektionalen Kanälen (bis zu 10 Mbit/s mit RS-485) und kann auch gleichzeitig Daten von bis zu acht Drehgebern übertragen. Daher wird sie häufig bei mehreren Antriebsachsen verwendet. Hier ist es möglich, neben dem Positionswert ein zusätzliches Bit für Alarm- oder

Warnmeldungen im Messgerät auszulesen. Meistens bietet der BiSS-Lagegeber auch als Option einen analogen Übertragungskanal für die Sinus-Cosinus-Signale.

- **HIPERFACE-Asynchrone Datenübertragung**

Hiperface ist eine hybride (analog-digitale) Schnittstelle aus einem analogen Übertragungskanal für die analogen Sinus-Cosinus-Signale und einem asynchronen bidirektionalen digitalen Übertragungskanal für die digitale absolute Position mit RS-485. Die Schnittstelle ist standardmäßig auf 9600 Baud konfiguriert und kann bis auf 38400 eingestellt werden. Die neue Entwicklung der Schnittstelle, das sogenannte Hiperface DSL (Digital Servo Link), ist nicht mehr hybrid sondern erstmals rein digital mit einer schnelleren Übertragungsrate von 9,375 MBaud aufgebaut. Sie hat 50 Prozent weniger Anschlusskosten und Kabelvarianz durch den Wegfall des zweiten Motor-Feedback, Ferndiagnose und mehr Performance.

- **EnDat-Synchrone Datenübertragung**

EnDat ist eine digitale bidirektionale serielle Schnittstelle zur Datenübertragung, bei der die absolute Position synchron zu einem von der Folgeelektronik vorgegebenen Taktsignal übertragen wird. Sie basiert auf einem unidirektionalen RS-485 Takt-Kanal und einem bidirektionalen Takt-Kanal. Die Folgeelektronik sendet an das Messgerät Mode-Befehle, mit denen die Übertragungsart (Positionswerte, Parameter, Diagnose, usw.) erfolgt. EnDat Version 2.1 wird meistens im Servoantrieb als Kombination aus digitaler serieller Absolutwertübertragung und der analogen Übermittlung der Sinus-Cosinus-Signale eingesetzt. Sie unterstützt Taktfrequenzen, abhängig von der Kabellänge, bis zu 1 MHz. Bei EnDat 2.2 dagegen sind Taktfrequenzen bis zu 16 MHz möglich. Daher ist die Verwendung der analogen Sinus-Cosinus-Signale hier nicht notwendig.

Heutzutage werden auf dem Markt auch Drehgeber mit Feldbusschnittstellen wie CAN, Profibus und Ethernet verwendet. Der Vorteil ist zum Beispiel bei komplexen Anlagen, bei denen die Vernetzung von vielen verschiedenen Sensoren und Aktoren erforderlich ist, dass zahlreiche Drehgeber oder Aktoren an dieselbe Busleitung anschließbar sind. Somit kann mehrfaches Verlegen von Leitungen eingespart werden.

Je nach Datenrate der eingesetzten seriellen Schnittstelle beträgt die Übertragungsdauer des absoluten Positionswertes mehrere  $\mu\text{s}$  bis ms. Daher ist eine Auswertung der Absolutposition in dieser Form nicht immer geeignet. Insbesondere beim normalen Betrieb von modernen Servoantrieben, da hier geringere Abtastzeiten der Regelkreise bis herab zu  $31.25 \mu\text{s}$  auftreten. Aus diesem Grund wird in diesem Fall die Positionsinformation aus den absoluten

Spuren nur unmittelbar nach dem Einschalten verwendet und im normalen Betrieb werden die inkrementellen Signale dem Antriebsregler übermittelt.

## 3.6 Auswertung idealer sinusförmiger Gebersignale

Der Lagewert eines Sinus-Cosinus-Gebers kann mit zwei unterschiedlichen Verfahren ausgewertet werden. Die folgende Ausführung zeigt, wie man die Lage eines inkrementellen Drehgebers aus analogen Sinus-Cosinus-Gebersignalen bestimmen kann. Hierbei wird vorerst angenommen, dass die analogen Signale fehlerfrei sind.

### 3.6.1 Paralleles Verfahren

Das in Abbildung 3.7 dargestellte parallele Verfahren wird üblicherweise bei der Lageauswertung zur Regelung von Servoantrieben verwendet, da es kostengünstig zu realisieren ist und zahlreiche Mikrocontroller sowie integrierte Bausteine, z.B. der VECON-Schaltkreis [60], arbeitet nach diesem Verfahren. Die hochaufgelöste Positionsinformation wird zusammen aus der Grob- und Feinlage gebildet.

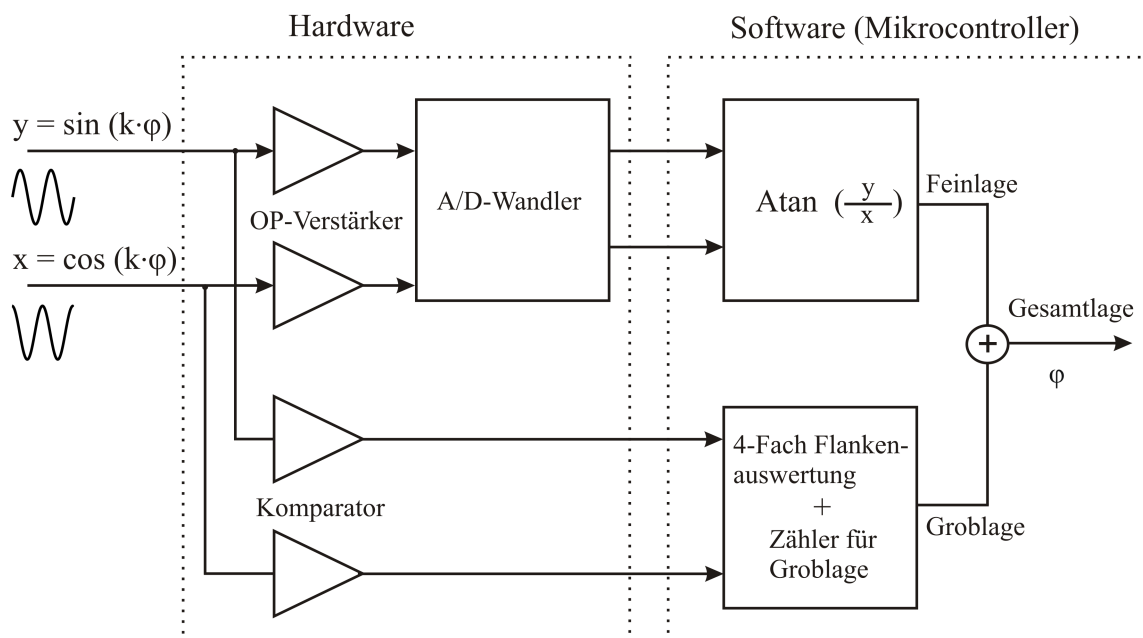


Abbildung 3.7: Paralleles Verfahren zur Lagebestimmung eines Sinus-Cosinus-Gebers durch Auswertung der analogen Signale

Das Verfahren basiert auf einer Struktur bestehend aus zwei parallelen Zweigen. Zuerst werden aus den analogen Sinus-Cosinus-Signalen Rechtecksignale gebildet. Dies wird über zwei parallele Komparatoren erreicht, welche die Nulldurchgänge der Sinus-Cosinus-Signale detektieren. Anschließend werden mit Hilfe einer sogenannten Vierfachauswertung die steigenden und fallenden Rechtecksignale der beiden Spuren gezählt. Damit vervierfacht sich die Anzahl der Rechtecksignale pro Motorumdrehung und es ergibt sich am Ausgang ein Signal mit einer höheren Auflösung, welche das Vierfache der Strichzahl des Drehgebers beträgt. Dieses Zählergebnis wird Groblage genannt. Beispielsweise beträgt durch Vierfachauswertung der Rechtecksignale eines Drehgebers mit 1024 Strichen (10 bit) die Groblage das Vierfache der Strichzahl des Drehgebers, also  $1024 \text{ Striche} \cdot 4 = 4096$  (12 bit). Daraus errechnet sich mit dem aktuellen Zählerwert  $n_{enk}$ , der Strichzahl des Sinus-Cosinus-Gebers  $K$  die Groblage  $\varepsilon_g$  durch:

$$\varepsilon_g = \frac{2\pi \cdot n_{enk}}{4 \cdot k} \quad (3.1)$$

Zur Verbesserung dieser Auflösung wird die Feinlage  $\varepsilon_f$  herangezogen. Dafür erfolgt parallel zur Erzeugung der Rechtecksignale und deren Auswertung die Abtastung beider Spursignale durch A/D-Wandler. Dies geschieht zur Auswertung des Winkels innerhalb einer Teilperiode der Sinus-Cosinus-Signale. Hierfür wird von einem Mikrocontroller aus dem Amplitudenverhältnis der abgetasteten Spursignale der Arcustangens gebildet (vgl. Gleichung 3.2). Das resultierende Signal wird hierbei Feinlage genannt. Anschließend wird die Feinlage mit der Groblage (bei entsprechender Skalierung und Identifizierung der richtigen Quadranten) überlagert, um den Gesamtwinkel  $\varphi$  des Drehgebers zu bestimmen.

$$\varepsilon_f = \operatorname{atan}\left(\frac{y}{x}\right) \quad (3.2)$$

$$\varphi = \varepsilon_g + \frac{\varepsilon_f}{k} \quad (3.3)$$

Ein Problem bei der Bildung der Lageinformationen stellen Hystereseeffekte der Komparatoren und die Wandlungszeit der A/D-Wandler dar. Der so entstehende zeitliche Versatz führt in der Umgebung der Nulldurchgänge zu einer Fehlzurordnung der Quadranten. Beispielsweise kann die aktuelle Feinlage noch zum vorigen Quadranten gehören, die aktuelle Groblage allerdings nicht mehr. Dieses Problem lässt sich durch einen zusätzlichen Quadrantenvergleich im Mikrocontroller lösen [72]. So wird im Fall unterschiedlicher Quadrantennummern die Groblage in Abhängigkeit des Quadrantenfehlers um jeweils ein Inkrement erhöht bzw. erniedrigt.

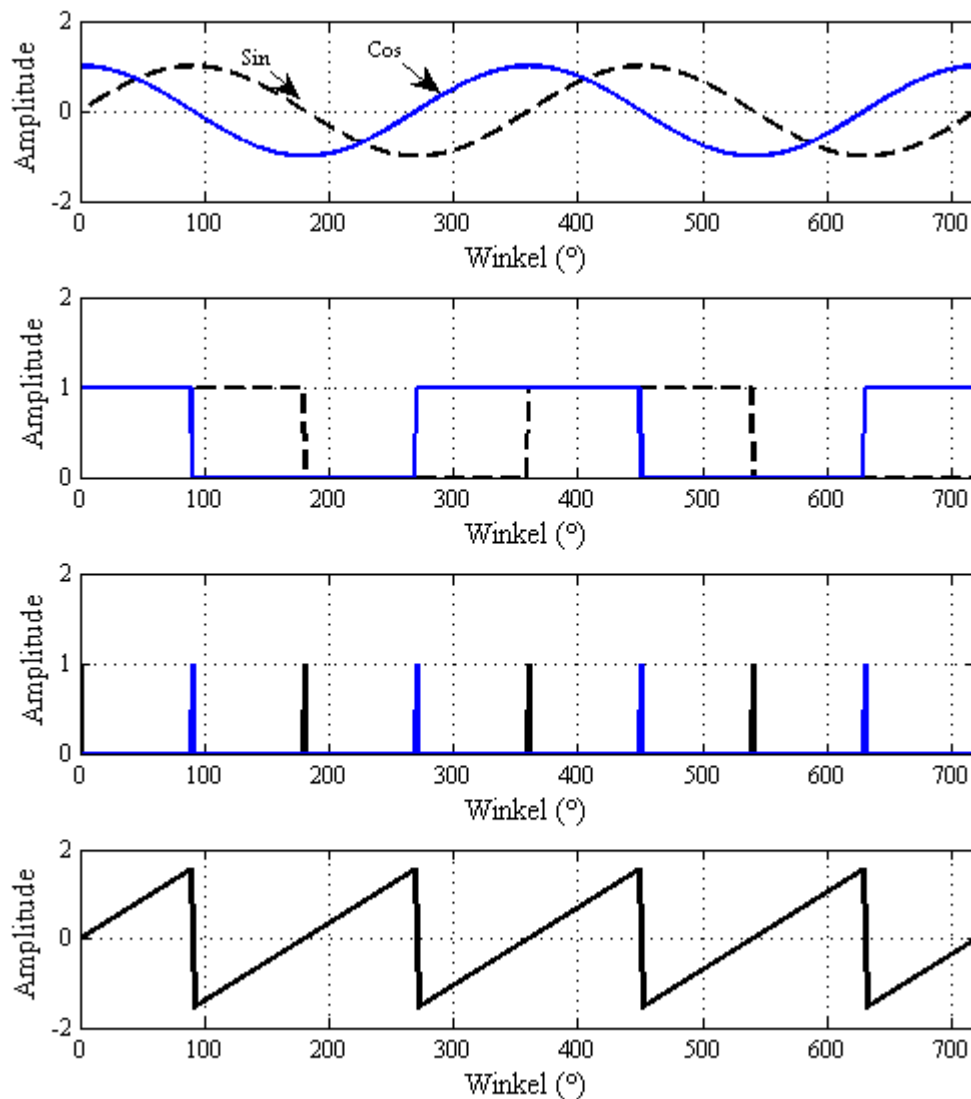


Abbildung 3.8: Sinus-Cosinus-Gebersignale (oben), Rechtecksignale aus den beiden analogen Gebersignalen, Vierfachausswertung der beiden Rechtecksignale, atan der beiden analogen Gebersignale (unten)

### 3.6.2 Sequenzielles Verfahren

Ein weiteres Verfahren zur Bewertung der Gesamtlage aus den Sinus- und Cosinussignalen stellt eine sequenzielle Struktur dar (vgl. Abbildung 3.9). Im Hardwareteil dieses Verfahrens werden die beiden analogen Signale mit einem schnellen A/D-Wandler abgetastet und dann



durch eine Arcustangens-Bildung zur Bestimmung der Feinlage zusammengeführt. Schnelle A/D-Wandler sind hier erforderlich damit das Abtasttheorem nicht verletzt wird und der Winkelverlauf rekonstruiert werden kann. Bei dem sequenziellen Verfahren entfallen die Komparatoren zur Bestimmung der Groblage. Stattdessen kann hier der Zähler zur Bestimmung der Groblage, wie in Abbildung 3.9 erläutert, bei jedem positiven oder negativen Überlauf des Arcustangens-Signals um jeweils ein Inkrement erhöht bzw. erniedrigt werden. Darüber hinaus ist hier für die Berechnung der Feinlage die Funktion  $\text{atan2}$ <sup>1</sup> statt  $\text{atan}$  eingesetzt.

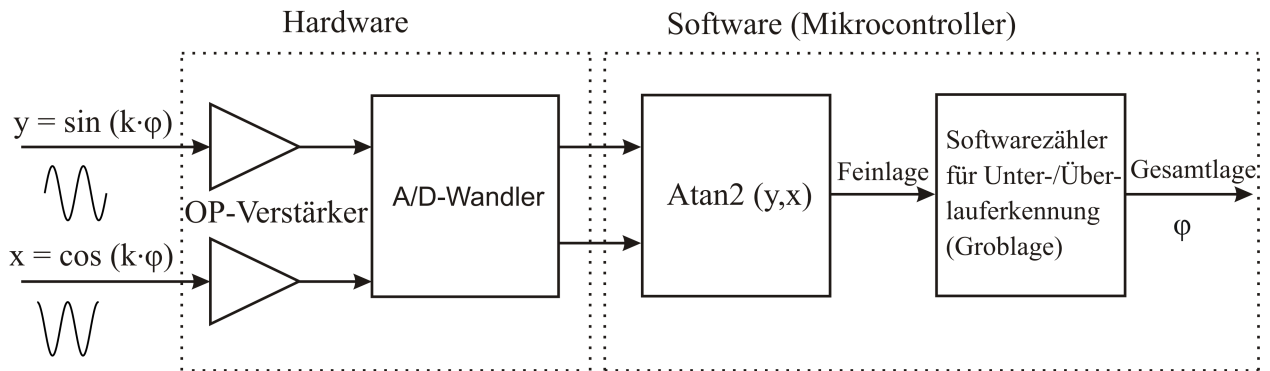


Abbildung 3.9: Sequenzielles Verfahren zur Lagebestimmung eines Sinus-Cosinus-Gebers durch Auswertung der analogen Signale

Der Gesamtwinkel wird dann aus der Summe der Feinlage (vgl. Gleichung 3.5) und der Groblage errechnet, und über eine Datenschnittstelle zyklisch mit  $T_{abt}$  ausgelesen.

$$\varepsilon_f = \text{atan2}(y, x) + \pi \quad (3.4)$$

$$\varphi = \frac{2\pi n_{enk} + \varepsilon_f}{k} \quad (3.5)$$

Heutzutage sind bei vielen Anwendungen hohe Geberstrichzahlen notwendig, somit hat man schon bei mittleren Drehzahlen Signale mit hohen Frequenzen. Daher erfolgt die Berechnung des Arcustangenssignals hierbei häufig in einem programmierbaren Logikbaustein (CPLD/FPGA) mit einer hohen Datenrate. Weiterhin kann durch den Einsatz eines CPLD/FPGA mit einer hohen Datenrate die Berechnung des Fein- und Groblagessignals mit digitaler Filterung [43] [26] oder einem Korrektur-Verfahren kombiniert werden. Daher wird in dieser Arbeit das sequenzielle Verfahren gewählt. Die Berechnung des Arcustangenssignals

<sup>1</sup>Atan2 ist eine Vierquadranten Arcustangensfunktion, mit der die Winkel im korrekten Quadranten berechnet werden können.

in Logik erfolgt überwiegend durch eine Lookup-Tabelle. Bei Anwendungen, bei denen eine Lookup-Tabelle zu groß oder zu ungenau ist, wird der so genannte CORDIC-Algorithmus eingesetzt.

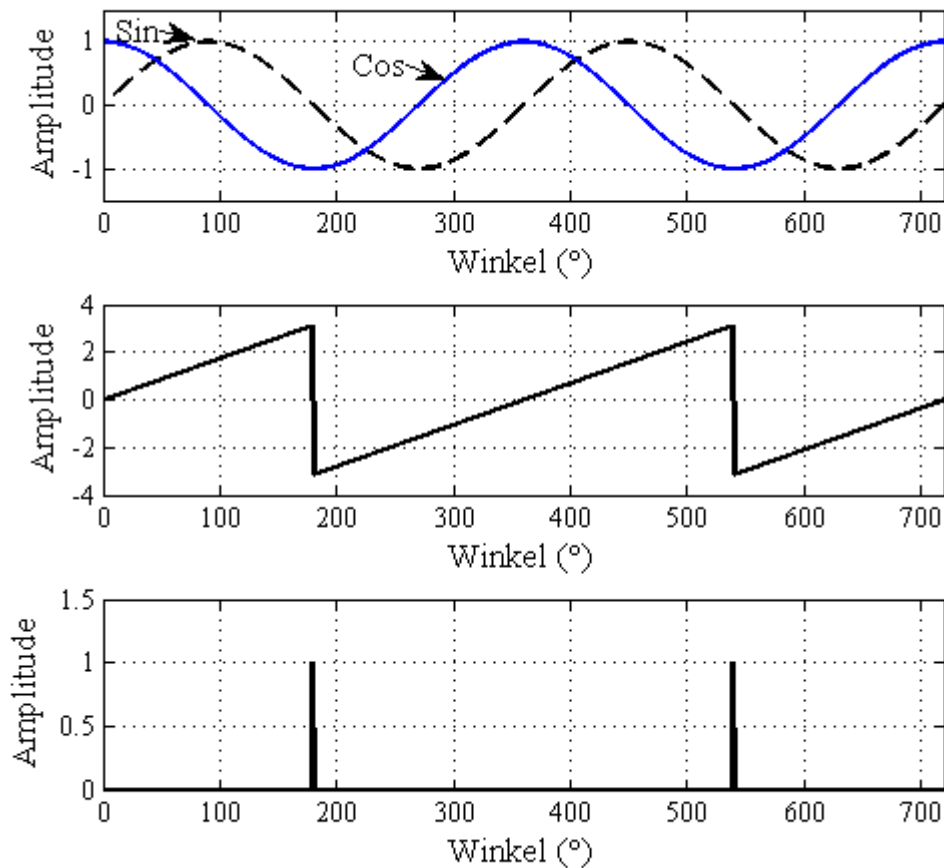


Abbildung 3.10: Sinus-Cosinus-Gebersignale (oben),  $\text{Atan2}$  der beiden analogen Gebersignale (Mitte) und Zählimpulse beim Zähler der Groblage (unten)

## 3.7 CORDIC-Algorithmen

Wie in Abschnitt 3.6.2 erwähnt, benötigen sequenzielle Verfahren zur Bestimmung der Gesamtlage ein Verfahren für die Berechnung des Arcustangenswertes. Herkömmliche Ansätze zur Arcustangens-Berechnung auf CPLDs oder FPGAs bestehen hauptsächlich aus einer Division der beiden Sinus-Cosinus-Signale, welche sehr aufwändig zu berechnen ist, da die Division nur in einer Pipeline-Struktur möglich ist und viel Speicher und Logik erfordert. Ein besseres Verfahren, in dem die Division implizit erhalten ist, bietet der CORDIC-Algorithmus. Der CORDIC-Algorithmus (**C**oordinate **R**otation for **D**igital **C**omputer) wurde von J. Volder [80] beschrieben. Dieser Algorithmus stellt eine iterative Methode dar, mit der sich viele trigonometrischen Funktionen durch einfache Additionen, Subtraktionen und Schiebeoperationen implementieren lassen [41] [25]. Der Algorithmus basiert, wie in Abbildung 3.11 dargestellt, auf der sukzessiven Drehung eines Vektors  $(x,y)$  in der zweidimensionalen kartesischen Ebene. Diese Rotation um den Winkel  $\theta_i$  wird durch die folgenden allgemeinen Rotationsgleichungen beschrieben, wobei für die einfache Berechnung hier zuerst nur die Rotation im mathematisch positiven Drehsinn beobachtet wird:

$$x_{i+1} = x_i \cos \theta_i - y_i \sin \theta_i \quad (3.6)$$

$$y_{i+1} = x_i \sin \theta_i + y_i \cos \theta_i \quad (3.7)$$

Die Rotation des Vektors wird in mehreren Schritten ausgeführt. Jeder der  $n$  Iterationsschritte führt einen kleinen Teil der Rotation aus. Nach  $n$  Schritten ist eine Rotation um den Winkel  $\theta$  erfolgt. Der Winkel-Akkumulator führt eine dritte Gleichung in den CORDIC-Algorithmus ein.

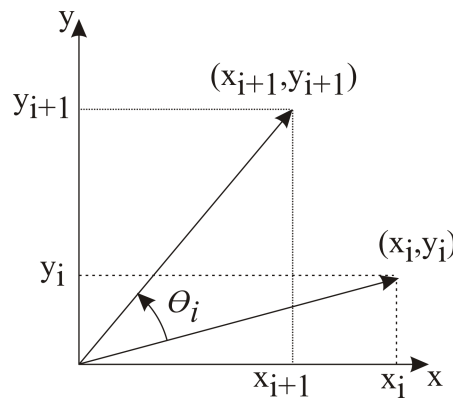


Abbildung 3.11: Rotation eines Vektors um den Winkel  $\theta_i$

Ein einziger Schritt der Iteration bildet damit die folgende Gleichung:

$$z_{i+1} = z_i + \theta_i \quad (3.8)$$

Nach Umformung der Gleichungen (3.6) und (3.7) erhält man:

$$x_{i+1} = \cos \theta_i \cdot [x_i - y_i \tan \theta_i] \quad (3.9)$$

$$y_{i+1} = \cos \theta_i \cdot [y_i + x_i \tan \theta_i] \quad (3.10)$$

Jetzt wird angenommen, dass die Drehung des Winkels begrenzt ist, sodass  $\tan(\theta) = \pm 2^{-i}$  gilt. Dies bedeutet in der digitalen Hardware eine einfache Schiebeoperation. Demzufolge kann man die Multiplikation mit dem Arcustangens durch eine einfache Schiebeoperationen durchführen. Wenn diese Drehungen iterativ sind und in beide Richtungen durchgeführt werden, ist jeder Wert von  $\tan(\theta)$  darstellbar, wobei  $\pm$  die Drehrichtung angibt. Mit  $\theta = \pm \text{atan}(2^{-i})$  kann der Cosinus auch vereinfacht werden. Durch die Spiegelsymmetrie der Cosinus-Funktion ( $\text{Cos}(-\theta) = \text{Cos}(\theta)$ ) ist der Cosinuswert für eine feste Anzahl von Iterationen eine konstante Zahl, deren Wert unabhängig von der Drehrichtung ( $d_i$ ) ist. Die Gleichungen (3.8), (3.9), und (3.10) ergeben sich dann zu:

$$x_{i+1} = K_i \cdot [x_i - y_i \cdot d_i \cdot 2^{-i}] \quad (3.11)$$

$$y_{i+1} = K_i \cdot [y_i + x_i \cdot d_i \cdot 2^{-i}] \quad (3.12)$$

$$z_{i+1} = z_i - d_i \cdot \text{atan}(2^{-i}) \quad (3.13)$$

$$K_i = \cos(\text{atan}2^{-i}) \quad (3.14)$$

$$d_i = \pm 1 \quad (3.15)$$

Der große Vorteil des Cordic-Algorithmus, wie aus der letzten Gleichung zu erkennen, besteht darin, dass für die Implementierung des Algorithmus nur Addition, Subtraktionen, und Verschiebungen um  $i$  Bit benötigt werden. Für die Atan-Werte in (3.13) ist eine kleine Tabelle ausreichend. Wichtig ist hier aber zu beachten, dass die Bitanzahl für die interne Berechnung groß genug gewählt wird, da die Zwischengrößen doppelt so groß sind, damit durch die Multiplikation mit  $\pm 2^{-i}$  keine Bits verloren gehen.

### Berechnung des Arcustangens mit dem Cordic-Algorithmus

Der Cordic-Algorithmus arbeitet in der Regel in einem der beiden Modi Rotationsmodus oder Vektormodus, wobei in beiden die Gleichungen (3.11), (3.12), und (3.13) verwendet werden.

Sie unterscheiden sich aber in der Bestimmung der Drehrichtungen. Die beiden Modi werden im Folgenden genauer erläutert:

- **Rotationsmodus**

Im Rotationsmodus wird der Akkumulator-Winkel ( $z$ ) mit dem gewünschten zu drehenden Winkel initialisiert. Die Teilrotationen werden in jeder Iteration ausgeführt, so dass der Restwert im Akkumulator-Winkel verringert wird. Anschließend nimmt ( $z$ ) einen Wert an, der nahe bei Null liegt. Die Drehrichtung ( $d_i$ ) bestimmt sich dann abhängig vom Vorzeichen der Akkumulator-Winkel durch die folgende Gleichung:

$$d_i = -1 \text{ falls } z_i < 0, \text{ ansonsten } +1 \quad (3.16)$$

- **Vektormodus**

Der Arcustangens wird direkt anhand des Vektormodus berechnet. In diesem Modus wird am Anfang der Akku-Winkel  $z_0$  mit Null initialisiert. Dann dreht der CORDIC-Algorithmus den Eingangsvektor mit dem erforderlichen Winkel, so dass sich der erhaltene Vektor mit der x-Achse ausrichtet. Durch n-mal nacheinander fortgesetzte Iterationsschritte wird die Komponente  $y_i$  des resultierenden Vektors zu Null geführt. Anschließend lautet das Endergebnis aus der Gleichung (3.13) nach dem Ende der Iterationsschritte:

$$z_n = z_0 + \operatorname{atan} \frac{y_0}{x_0} \quad (3.17)$$

Somit kann man den Arcustangenswert direkt aus der letzten Gleichung ablesen. Darüber hinaus wird die Drehrichtung  $d_i$  in jedem Iterationsschritt durch folgende Gleichung bestimmt:

$$d_i = +1 \text{ falls } y_i < 0, \text{ ansonsten } -1 \quad (3.18)$$

### Berechnung des $\operatorname{atan2}$ mit dem CORDIC-Algorithmus

Der CORDIC-Algorithmus liefert den begrenzten Arcustangenswert im Bereich von  $\pm\pi/2$ . Für  $\operatorname{atan}$  größer als  $\pm\pi/2$  ist eine zusätzliche Anfangsrotation von  $\pm\pi/2$  erforderlich [2], die sogenannte  $\operatorname{atan2}$ . Durch die  $\operatorname{atan2}$ -Funktion kann der Winkel im korrekten Quadranten berechnet werden, was beim einfachen Arcustangens nicht der Fall ist. Durch die folgenden Gleichungen wird die  $\operatorname{atan2}$  Funktion ausgerechnet werden. In dieser Arbeit wurde der

Ausgang des atan2-Blockes auf 16 Bit festgelegt [25]:

$$\text{atan2}(y, x) = \begin{cases} \text{atan}(y/x) & \text{für } x > 0 \\ \text{atan}(y/x) + \pi & \text{für } x < 0, y \geq 0 \\ \text{atan}(y/x) - \pi & \text{für } x < 0, y < 0 \\ +\pi/2 & \text{für } x = 0, y > 0 \\ -\pi/2 & \text{für } x = 0, y < 0 \\ 0 & \text{für } x = 0, y = 0 \end{cases}$$

### Genauigkeit des CORDIC-Algorithmus

In der Praxis ist eine bestimmte Anzahl von Iterationsschritten notwendig, um mit Hilfe des Cordic-Algorithmus ein atan2-Signal mit der gewünschten Genauigkeit zu erhalten. Wichtig ist hier zu beachten, dass mit der Anzahl der zu wiederholenden Iterationsschritte auch die benötigte Verarbeitungszeit steigt. In FPGA-Bausteinen wird bei Implementierung des CORDIC-Algorithmus üblicherweise das Pipeline-Prinzip als Möglichkeit zur Verringerung der Verarbeitungszeit verwendet. In Abbildung 3.12 wird anhand einer Simulation der Einfluss der Anzahl der Iterationsschritte auf die Genauigkeit des atan2 dargestellt.

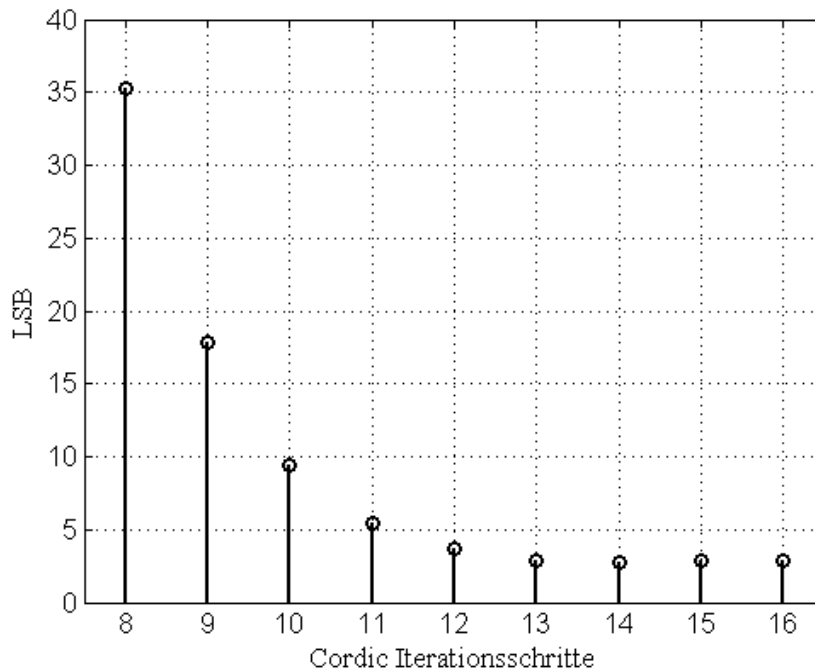


Abbildung 3.12: Standardabweichung des Fehlers eines atan2-Cordic-Algorithmus in LSB über der Anzahl der Cordic-Iterationsschritte bezogen auf ein 16 Bit atan2 Signal bei einem Durchlauf von zwei Quadranten [26]

Es ist deutlich zu erkennen, dass bis zur vierzehnten Iteration eine Verbesserung der Genauigkeit proportional zur Anzahl der Iterationsschritte beobachtet werden kann. Die Standardabweichung des Fehlers in LSB nach der vierzehnten Iteration ist dann unter 3 LSB bezogen auf ein 16 Bit  $\text{atan2}$  Signal. Der Fehler kann aufgrund der sehr geringen Amplitude vernachlässigt werden.

## 4 Fehlerursachen und ihre Auswirkungen bei einem Sinus-Cosinus-Geber

Bisher wurde bei den Untersuchungen davon ausgegangen, dass die Sinus-Cosinus-Signale der optischen Inkrementalgeber fehlerfrei seien. Die idealen (fehlerfreien) Signale kann man über die mathematischen winkelabhängigen Funktionen der Gleichungen (4.1) und (4.2) beschreiben.

$$x_{id}(\varphi) = A \cdot \cos(k\varphi) \quad (4.1)$$

$$y_{id}(\varphi) = A \cdot \sin(k\varphi) \quad (4.2)$$

$A$  beschreibt die Amplitude der Sinus-Cosinus-Gebersignale, welcher bei der nachfolgenden Darstellung der Wert 1 zugewiesen wird, und  $k$  die Geberstrichzahl. Wenn man dann eine konstante mechanische Geschwindigkeit  $\omega_{mech}$  voraussetzt, so gilt der folgende mathematische Zusammenhang zwischen dem gemessenen mechanischen Drehwinkel  $\varphi$  und der Gebergrundfrequenz  $\omega_{enk}$ :

$$\varphi = \omega_{mech} \cdot t \quad (4.3)$$

$$\omega_{enk} = \omega_{mech} \cdot k \quad (4.4)$$

In der Praxis weisen aber die optischen Sinus-Cosinus-Geber, wie auch die Auswerteelektronik Fehler auf (vgl. Abbildung 4.1). Diese Fehler können grundsätzlich in zwei Kategorien eingeteilt werden [46]:

1. Systematische Fehler. Zu den systematischen Einflüssen zählen:

- Offset, Phasen- und Amplitudenfehler sowie Harmonische der beiden Sinus-Cosinus-Signale, die auch von der Winkelposition  $\varphi$  abhängig sein können



- Schwingungen, die durch ungenügende Steifigkeit der Anbauteile des Sinus-Cosinus-Gebers entstehen
- Punktförmige Fehler einzelner Striche der Maßverkörperung
- Laufzeit durch die Signalverarbeitung im Übertragungsweg zwischen Messsystem und Steuerung
- Frequenzgang der Operationsverstärker in der Folge-Elektronik
- Lagerung oder Exzentrizität der Maßverkörperung

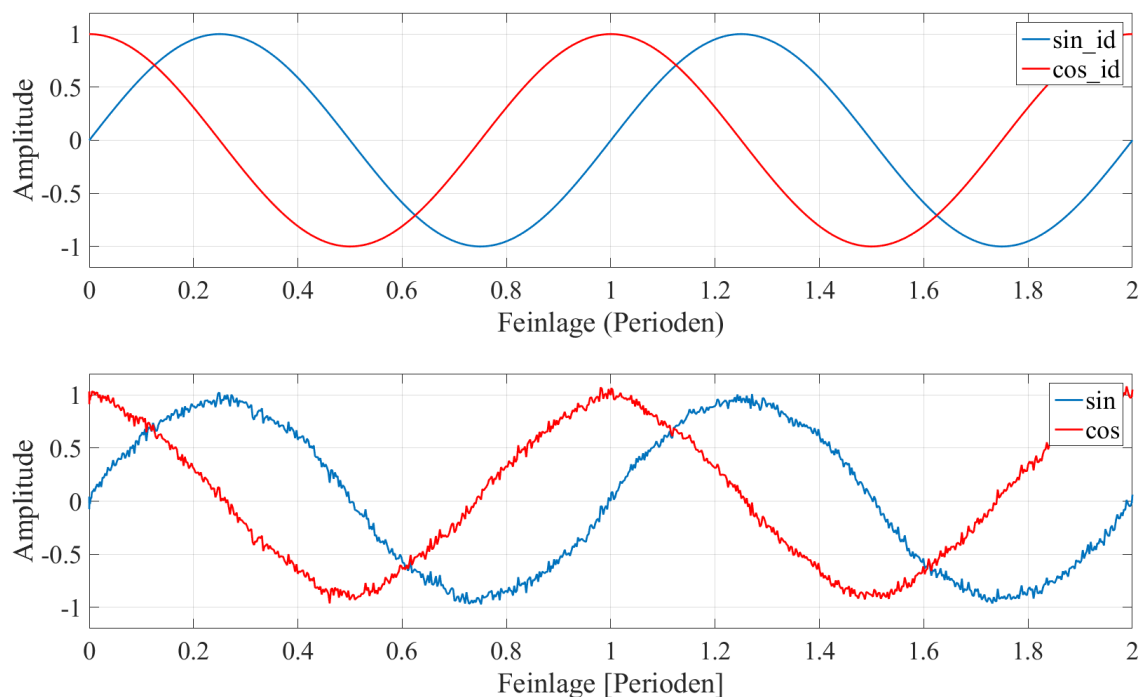


Abbildung 4.1: Ideale Sinus-Cosinus-Gebersignale (oben). Sinus-Cosinus-Gebersignale mit systematischen und stochastischen Fehlern (unten).

## 2. Stochastische Fehler. Zu den stochastischen Einflüssen zählen

- Zufällige Fehler durch Rauschanteile auf den Analogsignalen des Sinus-Cosinus-Gebers
- Quantisierungsfehler durch Diskretisierung der Analogsignale mit endlicher Auflösung
- Fehler durch Unrundheit von Kugellagern

- Mechanische Verformung durch Belastung der Welle
- Temperatureinflüsse

Bei stochastischen Fehlern in Form von Rauschen, beispielsweise durch Schaltvorgänge des Umrichters, können derartige Störungen nur durch rauscharme Hardware wie rauscharme Operationsverstärker, durch Abschirmung oder durch Tiefpassfilter weitestgehend unterdrückt werden. Der Nachteil der letztgenannten Methode ist eine Phasenverzögerung der Filter, welche in den meisten Fällen nicht vernachlässigbar ist. Die Quantisierungsfehler bei industriellem Standard mit 12-bit Auflösung beträgt ca.  $\pm 0.05\%$  ( $100\% / \pm 2048$ ). Diese Fehler kann man durch zwei unterschiedliche Methoden reduzieren [53]:

- Verwendung eines A/D Wandlers mit höherer Auflösung
- Überabtastung der digitalen Signale

Der Einfluss von Schwingungen durch die Anbausituation vom Lagegeber oder die Laufzeit wurden in [48] untersucht. Daraus ist zu ersehen, dass die Nachgiebigkeit im Anbau des Lagemesssystems einen deutlichen Einfluss auf das Führungsverhalten sowie auf die Störsteifigkeit des Motors hat. Weiterhin wurde anhand von Messungen gezeigt, dass die Verwendung von ungeeigneter Signalverarbeitungselektronik mit relativ langer Verarbeitungszeit zu einem Lagefehler führt. Diese beiden Fehlerarten werden in dieser Arbeit nicht weiter untersucht.

Auf der anderen Seite können systematische Fehler analysiert und demzufolge auch korrigiert werden. In [28], [47], [53], [34], [64] und [84] werden Ursachen für systematische Fehler, insbesondere die Offset, Phasen- und Amplitudenfehler, sowie Harmonische bei optischen Inkrementalgebern, detailliert untersucht.

In diesem Kapitel werden zuerst die Ursachen dieser Fehler und ihre Auswirkungen auf deren Lage- und Geschwindigkeitssignal zusammengefasst. Danach wird anhand von Simulationen der Einfluss dieser Fehler auf das Lage- und Geschwindigkeitssignal und ihre Frequenz dargestellt. Anschließend wird anhand einer mathematische Herleitung der Zusammenhang zwischen Fehlerwerten und Messwerten erläutert. Die Fehler werden in Beispielrechnungen absichtlich relativ groß definiert, damit die Auswirkung auf das Lagesignal besser sichtbar wird.

## 4.1 Ursachen der systematischen Fehler

Die Genauigkeit der Sinus-Cosinus-Signale hängt von der optischen, mechanischen und elektrischen Konstruktion des optischen Inkrementalgebers ab. Es sind mehrere Faktoren, die einen Einfluss auf die Qualität des Ausgangssignals haben. Damit aber die systematischen Fehler (Offset, Phasen- und Amplitudenfehler sowie Harmonische) besser analysiert und durch minimalen Speicheraufwand charakterisiert werden können, müssen die Fehler nach ihren Ursachen getrennt werden. Dafür wird im Folgenden zwischen zwei unterschiedlichen systematischen Fehlern unterschieden:

1. **Feinlagefehler (kurzwellige Abweichungen):** Innerhalb jeder Geberperiode kommt es zu Abweichungen von der idealen Sinusform. Diese Abweichungen zeigen einen periodischen Verlauf über dem Abstand zweier Striche und sind fast identisch für alle Geberperioden (Abbildung 4.2).

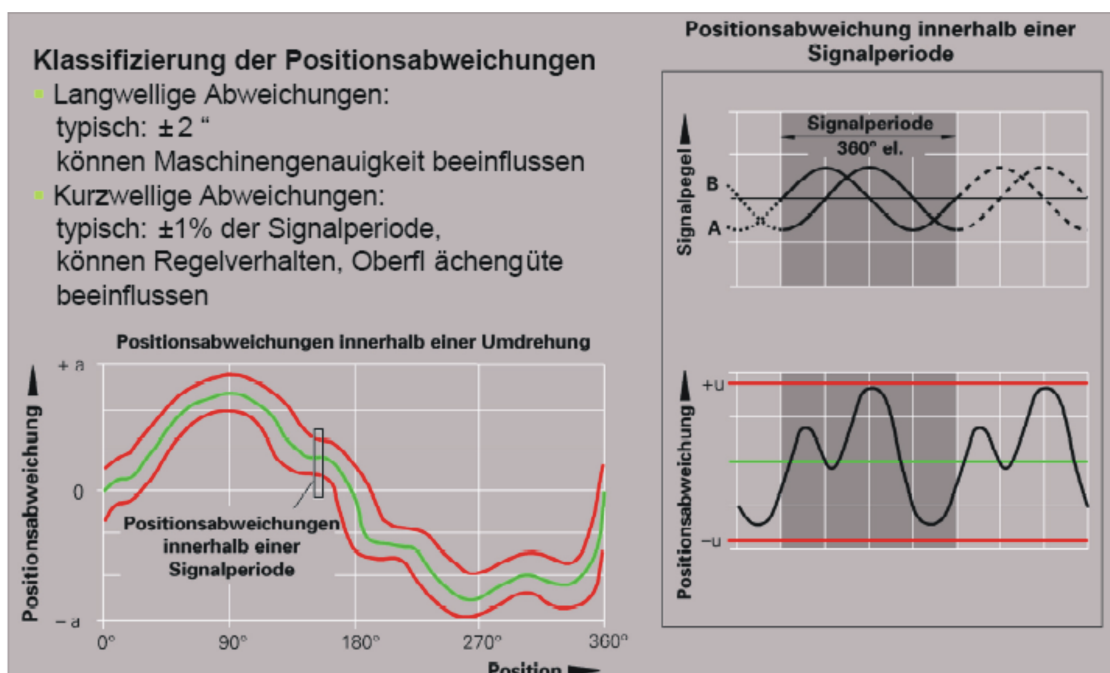


Abbildung 4.2: Lageabweichung innerhalb einer Umdrehung (Grob- und Feinlagefehler) und innerhalb einer Signalperiode (Feinlagefehler), nach, [48]

Als Folge entsteht dann über die Arkustangens-Berechnung eine Abweichung mit kurzer Periodenlänge im Lagesignal. Ein Feinlagefehler wird auch als Interpolationsabweichung bezeichnet, da diese Fehler bei der Dekodierung des Lagesignals zwischen zwei

Strichen der Maßverkörperung entstehen. Diese Interpolationsabweichung besteht eigentlich aus einer Überlagerung von mehreren sinusförmigen Anteilen, deren Periodenlängen häufig ganzzahlige Teiler der Signalperiode des Gebers sind. Zum Beispiel sind  $2\varepsilon$ -Interpolationsabweichungen Lageabweichungen, deren Periodenlängen dem halben Strichabstand gleichen. In der nächsten Tabelle sind die bisher bekannten Lageabweichungen und ihre Ursachen angedeutet [47].

Tabelle 4.1: Ursachen für Feinlagefehler

<b>Analogsignal</b>	<b>Lagesignal</b>
Offset Sinusspur	$1\varepsilon$ -Abweichung
Offset Cosinusspur	$1\varepsilon$ -Abweichung
Phasenverschiebung zwischen Sinus- und Cosinusspur	$2\varepsilon$ -Abweichung
Amplitude Sinusspur $\neq$ Amplitude Cosinusspur	$2\varepsilon$ -Abweichung
$n$ -te Oberwelle auf Sinus- und Cosinusspur	$(n - 1)\varepsilon$ -Abweichung

In der Literatur werden verschiedene Ursachen für den Feinlagefehler erwähnt. Im Folgenden sind die wichtigsten Ursachen noch mal verdeutlicht:

- Fehler in der Elektronik des Lagegebers: Zum Schutz der Ausgänge der Gebersignale gegen äußere Störeinflüsse werden sie üblicherweise als Differenzsignale an die Folgeelektronik weitergeleitet. Dort werden die Sinus-Cosinus-Signale durch Operationsverstärker mit hohen Verstärkungsfaktoren an die Eingänge der A/D-Wandler angepasst. Hohe Verstärkungsfaktoren sind deshalb notwendig, weil der Ausgangsstrom des Photoelements im Bereich von  $\mu\text{A}$  in einen Bereich von einigen Volt umgesetzt werden muss. Dieser Vorgang verursacht im Ausgangssignal des Operationsverstärkers eine zusätzliche Offsetspannung, welche unter der Annahme einer konstanten Offsetspannung identisch für alle Geberperioden ist. Eine weitere Ursache für die Offsetspannung kann auch durch ungleich erzeugte Signalamplituden aus den Photoelementen kommen. Dies kann bei unterschiedlicher Empfindlichkeit der gegensinnig verschalteten Photodioden auftreten. Weiterhin kann ein Amplitudenfehler durch unterschiedliche Verstärkungsfaktoren der Operationsverstärker in der Folgeelektronik auftreten.
- Geometrische Form und Anordnung von Maßverkörperung und Abtastgitter: Zum Beispiel verursacht eine Asymmetrie im Strichgitter der Abtastplatte eine unsymmetrische Lichtstrahlung durch das Gitter. Unter der Annahme, dass die Asymmetrien in den beiden fest montierten Strichgittern  $(0, 180)$  und  $(90, 270)$  (vgl. Abbildung 3.5) gleich sind, führen diese zu einem Amplitudenfehler in Form einer

Reduktion des Wertes der Signalamplitude in den Ausgangsströmen der Photoelemente. Die auftretenden Fehler sind für alle Striche des Gebers gleich. Ein weiterer Fehler wird erzeugt, wenn die Asymmetrie zwischen den beiden Strichgittern in Abbildung für das Sinus-Spursignal ( $0^\circ, 90^\circ$ ) und für das Cosinus-Spursignal ( $180^\circ, 270^\circ$ ) unterschiedlich sind. Als Folge der unterschiedlichen Asymmetrien tritt ein Phasenfehler auf, so dass die Phasenverschiebung zwischen den Sinus- und Cosinus-Signalen nicht mehr  $90^\circ$  ist.

- Schmutzpartikel auf der Abtastplatte führen zu einer Abschwächung der Lichtintensität und demzufolge zu einem Amplitudenfehler.
- Beugung des Lichts an dem Strichgitter der Maßverkörperung. Als Folge entstehen Oberwellenanteile [12]. Durch diese Fehler weicht die Kurvenform der beiden Sinus-Cosinus-Gebersignale vom idealen sinusförmigen Signal ab. Demzufolge besitzt das Spektrum der gewonnenen Signale ein breites Band von Oberschwingungen, welche neben der Sinus-Grundschiwingung mit der Ordnungszahl eins auch Oberschwingungen höherer Ordnung enthält. Die Oberschwingungen können größtenteils mit Hilfe einer optischen Filtertechnik durch die geometrische Form und Anordnung von Maßverkörperung und Abtastplatte unterdrückt werden [58].

2. **Groblagefehler (langwellige Abweichungen):** Durch eine Betrachtung der Gebersignale über einen größeren Winkelbereich, beziehungsweise über eine komplette mechanische Umdrehung, kann man auch zwischen den einzelnen Geberperioden gewisse Abweichungen erkennen (Abbildung 4.2). Diese Abweichungen wiederholen sich mit jeder mechanischen Umdrehung und werden über Offset- und Amplitudenfehler, sowie einer Phasenverschiebung zwischen Sinus- und Cosinusspuren beschrieben. Diese Fehler ändern sich innerhalb einer einzelnen Geberperioden nur relativ wenig und somit ergibt sich hier ein relativ niederfrequentes Spektrum und die kleinste Frequenz kann man hier durch die mechanische Geschwindigkeit bestimmen. Der Groblagefehler wird durch die folgenden Störungsursachen erzeugt:

- Lithographie-Fehler (Längenungenauigkeiten der Maßverkörperung): Zum Beispiel führt eine Unsymmetrie im Strichgitter der Maßverkörperung zu einem Amplitudenfehler und einer Phasenverschiebung zwischen den beiden Sinus- und Cosinussignalen. Die entstehenden Fehler sind aber über eine komplette mechanische Motorumdrehung nicht konstant und von der Motorlage abhängig.
- Exzentrizität in den mit dem Motor drehbaren Strichgittern der Maßverkörperung durch Achsenverschiebung, wie in Abbildung 4.3 dargestellt, oder durch ungleich-

mäßige Last. Als Folge der Exzentrizität dreht sich die Maßverkörperung um den außermittigen Drehpunkt  $M_1$  statt um den Mittelpunkt der Maßverkörperung  $M_0$ . Somit werden bei der angegebenen Drehrichtung die Photozellenpaare am Punkt A früher, die Photozellenpaare am Punkt B später, von einer Teilung der Maßverkörperung überdeckt. Damit ändert sich die Periodenlänge der Maßverkörperung und als Folge entstehen unterschiedliche Periodenlängen zwischen den beiden Strichgittern der Abtastplatte und der Maßverkörperung, was letztendlich auch zu Amplituden und Phasenfehlern führt. Die entstehenden Fehler sind auch hier von dem Motordrehwinkel und der Größe der Exzentrizität abhängig.

- Verbiegung des Maßstabs bei der Montage
- Schmutzpartikel auf der Maßverkörperung
- Thermische Einflüsse

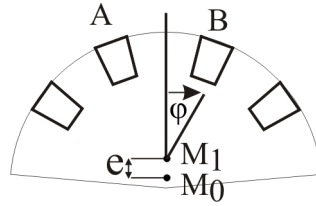


Abbildung 4.3: Radiale Exzentrizität der Maßverkörperung

## 4.2 Simulation der Auswirkung von Feinlagefehlern auf das Lage- und Geschwindigkeitssignal

Es ist sinnvoll, diese Fehler durch ein Fehlermodell zu untersuchen. Anhand eines Simulationsmodells (Abbildung 4.4), welches auf den mathematischen Gleichungen (4.5), (4.6) und (4.7) basiert, wird die Auswirkung der einzelnen Fehleranteile des systematischen Fehlers (Offset und Amplitude sowie die Harmonische) auf das Lage- und die Geschwindigkeitssignal untersucht [32] [34] [47].

$$x(\varphi) = A_x \cdot \cos(k\varphi + \Delta) + O_x + \sum_{m=2}^{\infty} A_m \cdot \cos(mk\varphi) \quad (4.5)$$

$$y(\varphi) = A_y \cdot \sin(k\varphi) + O_y + \sum_{m=2}^{\infty} A_m \cdot \sin(mk\varphi) \quad (4.6)$$

$$\varepsilon_f = \text{atan2}(y, x) \quad (4.7)$$

wobei gilt:

$A_y, A_x$  : Verstärkungsfehler der beiden Sinus- und Cosinusspuren

$O_y, O_x$  : Offsetfehler der Sinus- und Cosinusspuren

$\Delta$  : Die Phasenfehler zwischen Sinus- und Cosinusspuren

Darüber hinaus wird aber in den letzten Gleichungen nur der sogenannten Feinlagefehler betrachtet. Hier wird davon ausgegangen, dass die beiden Sinus- bzw. Cosinusspuren innerhalb ihrer Perioden konstante Offset- und Amplitudenfehler besitzen und demzufolge nicht vom Winkel abhängig sind. Mit Hilfe des Simulationsmodells werden zuerst zwei ideale sinus- bzw. cosinusförmige Signale erzeugt. Dann wird ein Amplitudenfehler durch zwei unterschiedliche Verstärkungsfaktoren ( $A_x, A_y$ ) nachgebildet, und mit Hilfe eines Gleichspannungsanteils ( $O_x, O_y$ ) für beiden Sinus-Cosinus-Geber wird der Offsetfehler im Simulationsmodell untersucht. Die Fehler durch die Harmonischen der Geberspuren werden durch die Fourierreihe in den Gleichungen (4.5) und (4.6) erzeugt.

Die Ergebnisse der Simulation sind in den Abbildungen 4.5, 4.6, und 4.7 dargestellt. Man sieht, dass durch den zusätzlichen Gleichspannungsanteil auf dem Sinussignal die beiden Halbperioden des Signals nicht mehr identisch sind. Die Zeit für die positive Halbschwingung ist größer als die für den negativen Anteil. Daraus folgt, dass die berechnete Feinlage nicht mehr linear verläuft. Demzufolge entsteht durch die zeitliche Ableitung des Lageistwertes auf das Geschwindigkeitssignal eine aus dem Offsetfehler resultierende Schwingung. Sie ist periodisch und hat die gleiche Frequenz wie die Grundfrequenz des Gebers. Die Frequenz des Offsetfehlers ist also proportional zu der Strichanzahl des Gebers und zur Motorgeschwindigkeit. Darüber hinaus ist die Höhe der resultierenden Schwingung proportional zu der Höhe des Offsetwertes.

In Abbildung 4.6 ist das Sinus-Spursignal mit einem fehlerbehafteten Verstärkungsfaktor ( $A_y$ ) von 1,1 dargestellt. Die Frequenz der Schwingung der daraus resultierenden Geschwindigkeit entspricht hierbei der zweiten Harmonischen der Spursignale. In Abbildung 4.7 ist die Auswirkung der 5. Harmonischen dargestellt. Anzumerken ist hierbei, dass die Frequenz des Fehlers im Lage- und Geschwindigkeitssignal aufgrund der 5. Harmonischen dem vierfachen der Geberspursignale entspricht. Die Frequenz der systematischen Fehler und der Zusammenhang zwischen den Fehlerwerten und der Abweichung in dem Lage- und Geschwindigkeitssignal wird anhand einer mathematischen Herleitung im nächsten Abschnitt verdeutlicht.

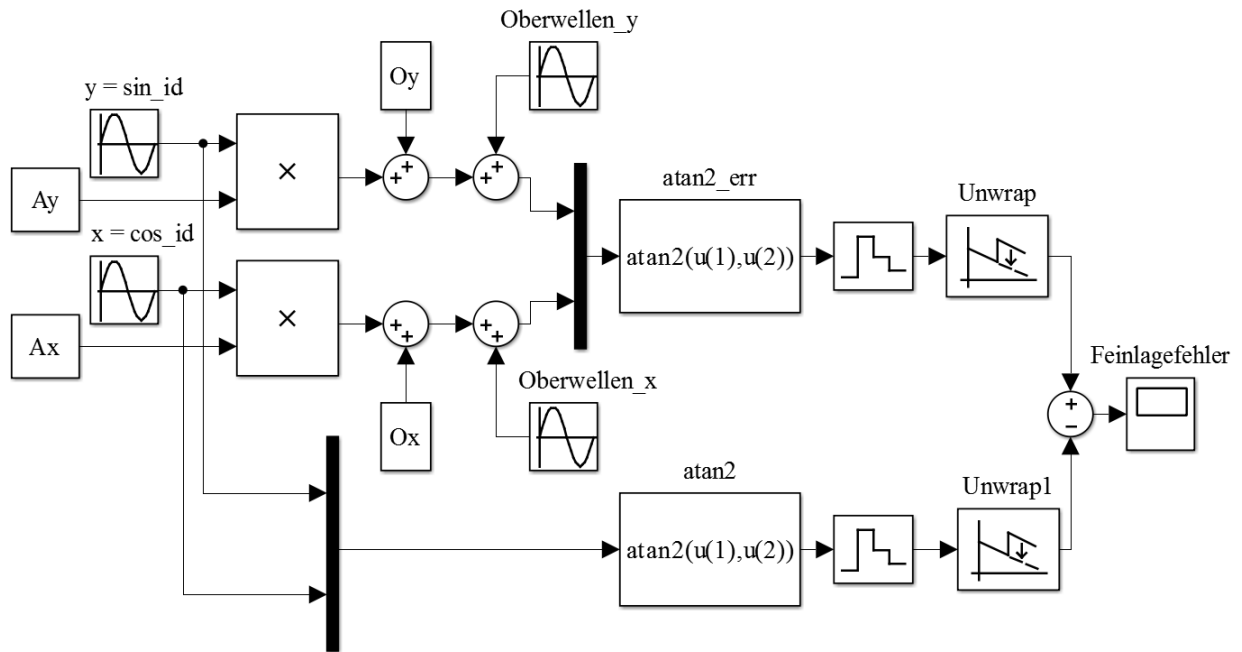


Abbildung 4.4: Simulink- Modell für den Einfluss der Offset- und Amplitudenfehler auf die Messgröße.

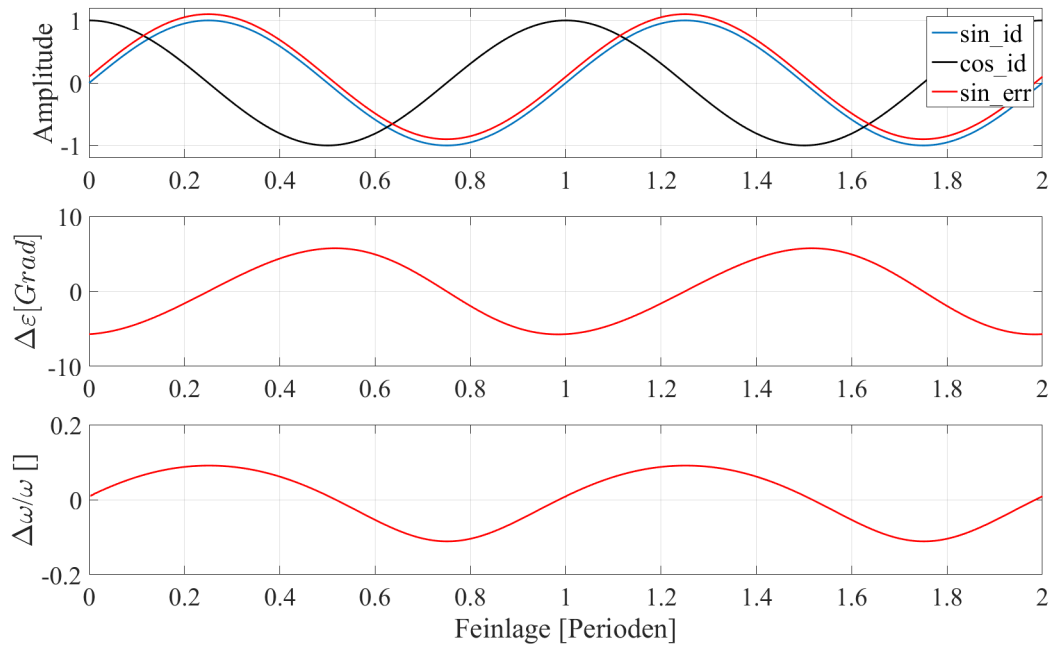


Abbildung 4.5: Einfluss des Offsetfehlers auf das Lage- und Geschwindigkeitssignal,  $O_y = 0.1$



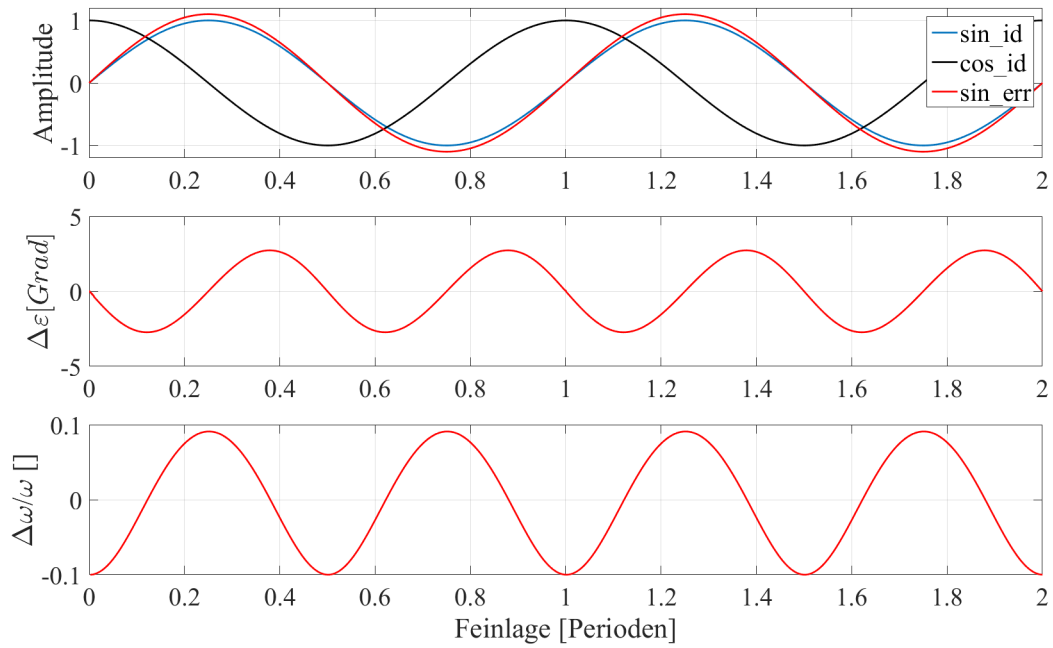


Abbildung 4.6: Einfluss des Amplitudenfehlers auf das Lage- und Geschwindigkeitssignal,  $A_y = 1.1$

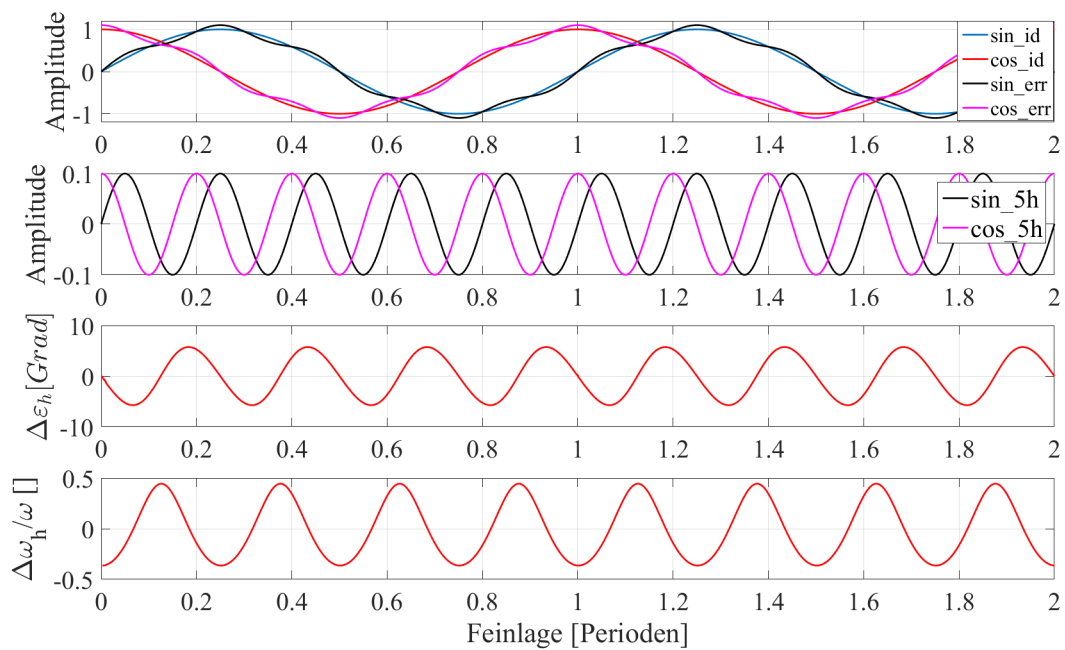


Abbildung 4.7: Einfluss der 5. Harmonischen auf das Lage- und Geschwindigkeitssignal,  $A_5 = 0.1$

### 4.3 Analytische Betrachtung der systematischen Fehler

In diesem Abschnitt wird anhand einer mathematischen Herleitung der Einfluss der systematischen Fehler (Offset- und Amplitudenfehler sowie der Harmonischen) auf das Lage- und Geschwindigkeitssignal analytisch berechnet. Allerdings werden hier nur Feinlagefehler untersucht, mit der Annahme, dass diese Fehler innerhalb der Geberperioden konstant sind. Zur Vereinfachung der Fehlermodelle sind hier die Phasenfehler nicht betrachtet. Zunächst wird nur der Einfluss von Offset-, und Amplitudenfehlern und Harmonischen getrennt von einander untersucht. Um den gesamten Einfluss zu erkennen, werden danach alle Fehler gemeinsam betrachtet. Dies alles wird durch eine exakte und Näherungsberechnung für die Lageabweichung und die Fehler im Geschwindigkeitssignal realisiert.

#### 4.3.1 Einfluss der Offset- und Amplitudenfehler auf das Lage- und Geschwindigkeitssignal

Den Feinlagefehler, welcher durch Offset- und Amplitudenfehler der Sinus-Cosinus-Gebersignale produziert wird, kann man anhand der nächsten Gleichungen berechnen:

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_{id} - \varepsilon_f \quad (4.8)$$

$$= \frac{1}{k} \left( \operatorname{atan} \frac{\sin(k\varphi)}{\cos(k\varphi)} - \operatorname{atan} \frac{(A_y) \cdot \sin(k\varphi) + O_y}{(A_x) \cdot \cos(k\varphi) + O_x} \right) \quad (4.9)$$

wobei:

$\Delta\varepsilon$ : Die Lageabweichung in der Feinlage durch den systematischen Geberfehler darstellt.

Für die Differenz zwischen zwei Arkustangensfunktionen gilt die folgende Identität:

$$\operatorname{atan} x - \operatorname{atan} y = \operatorname{atan} \frac{x - y}{1 + xy} \quad (4.10)$$

Somit ergibt sich für  $\Delta\varepsilon$ :

$$\Delta\varepsilon = \frac{1}{k} \operatorname{atan} \left( \frac{\frac{\sin(k\varphi)}{\cos(k\varphi)} - \frac{(A_y) \cdot \sin(k\varphi) + O_y}{(A_x) \cos(k\varphi) + O_x}}{1 + \frac{\sin(k\varphi)}{\cos(k\varphi)} \cdot \frac{(A_y) \cdot \sin(k\varphi) + O_y}{(A_x) \cdot \cos(k\varphi) + O_x}} \right) \quad (4.11)$$

Nach einer kurzen mathematischen Umrechnung erhält man:

$$\Delta\varepsilon = \frac{1}{k} \operatorname{atan} \underbrace{\frac{\frac{1}{2}A_x \cdot \sin(2k\varphi) - \frac{1}{2}A_y \cdot \sin(2k\varphi) + O_x \cdot \sin(k\varphi) - O_y \cdot \cos(k\varphi)}{A_y \cdot \sin^2(k\varphi) + A_x \cdot \cos^2(k\varphi) + O_y \cdot \sin(k\varphi) + O_x \cdot \cos(k\varphi)}}_x \quad (4.12)$$

Die Arkustangensfunktion für einen kleinen Winkel ist aber ungefähr gleich dem Winkel selbst:

$$\operatorname{atan}(x) \approx x \text{ für } x \ll 1 \quad (4.13)$$

Durch Auswertung der letzten Gleichung in Matlab für verschiedene Fehlerwerte wird ersichtlich, dass der Wert des Bruches (x) relativ gesehen viel kleiner ist als eins. Somit kann man den Fehler, welcher durch den systematischen Feinlagefehler produziert wird, mit guter Näherung durch die folgende Gleichung berechnen:

$$\Delta\varepsilon = \frac{1}{k} \cdot \frac{\frac{1}{2}A_x \cdot \sin(2k\varphi) - \frac{1}{2}A_y \cdot \sin(2k\varphi) + O_x \cdot \sin(k\varphi) - O_y \cdot \cos(k\varphi)}{A_y \cdot \sin^2(k\varphi) + A_x \cdot \cos^2(k\varphi) + O_y \cdot \sin(k\varphi) + O_x \cdot \cos(k\varphi)} \quad (4.14)$$

Um die Ergebnisse auf Anwendbarkeit zu prüfen, wurde zunächst anhand einer Simulation in Matlab ein Vergleich zwischen der exakten Berechnung des Fehlers anhand der letzten Gleichung und einer Simulation für Feinlagefehler (vgl. Abbildung 4.4) durchgeführt. Die Ergebnisse dafür sind in der Abbildung 4.8 dargestellt, und man sieht, dass beide Kurven miteinander übereinstimmen. Bei einem Sinus-Cosinus-Geber mit einer idealen Amplitude von  $2V_{ss}$  und einer Strichanzahl von 256 berechnet sich die maximale Lageabweichung mit der gegebenen Fehlerwerte in Abbildung 4.8 wie folgt:

$$\Delta\varepsilon_{max} \approx \frac{1}{256} \cdot [0.0828] = \frac{1}{3090} \text{ rad} \quad (4.15)$$

Bei hohen Anforderungen an die Genauigkeit des Gebers muss man hier einen Sinus-Cosinus-Geber mit höherer Strichanzahl oder/und eine Korrektur für systematische Fehler des Gebers einsetzen. Um zunächst die Gleichung 4.14 zu vereinfachen, wird Folgendes angenommen:

$$A_y \cdot \sin^2(k\varphi) + A_x \cdot \cos^2(k\varphi) \approx 1 \quad (4.16)$$

Somit vereinfacht sich der Nenner in der letzten Gleichung zu:

$$1 + O_y \cdot \sin(k\varphi) + O_x \cdot \cos(k\varphi) \quad (4.17)$$

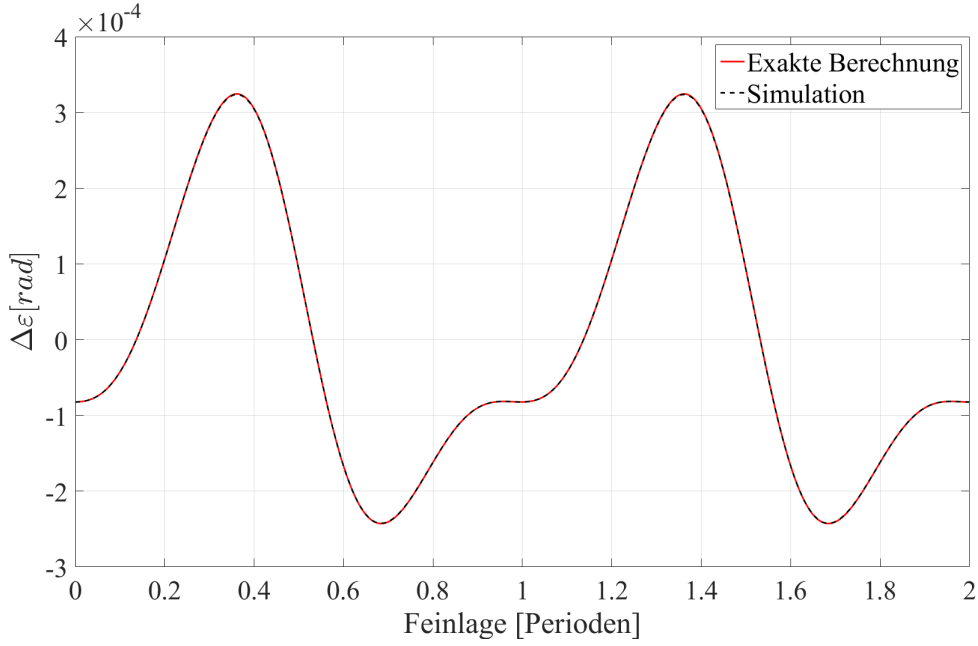


Abbildung 4.8: Vergleich zwischen Simulation und exakter Berechnung für die Lageabweichung durch den Offset- und Amplitudenfehler ( $k = 256$ ,  $A_y = 0.95$ ,  $O_y = 0.02$ ,  $A_x = 0.9$ ,  $O_x = 0.05$ )

Und mit

$$O_y \cdot \sin(k\varphi) + O_x \cdot \cos(k\varphi) \ll 1 \quad (4.18)$$

Vereinfacht sich dadurch die Gleichung 4.14 zu:

$$\Delta\varepsilon \approx \frac{1}{k} \left( \frac{1}{2}A_x \cdot \sin(2k\varphi) - \frac{1}{2}A_y \cdot \sin(2k\varphi) + O_x \cdot \sin(k\varphi) - O_y \cdot \cos(k\varphi) \right) \quad (4.19)$$

Anhand der letzten Gleichung ist zu sehen, dass der Offsetfehler die gleiche Frequenz wie die Gebergrundfrequenz hat und die Frequenz der Amplitudenfehler der zweiten Harmonischen

des Gebersignals entspricht.

$$A_x \text{ und } A_y \sim (2k\varphi) \quad (4.20)$$

$$O_y \text{ und } O_y \sim (k\varphi) \quad (4.21)$$

Anhand der Simulation (vgl. Abbildung 4.4) wird jetzt der Feinlagefehler mit dem Fehler, der anhand der Gleichung 4.19 berechnet wurde, verglichen, um damit die Genauigkeit der letzten Gleichung zu überprüfen. Die Ergebnisse dafür sind in Abbildung 4.9 zu sehen. Es ist nur eine kleine Abweichung zwischen den beiden Kurven durch eine Vereinfachung der Gleichung 4.14 zu bemerken.

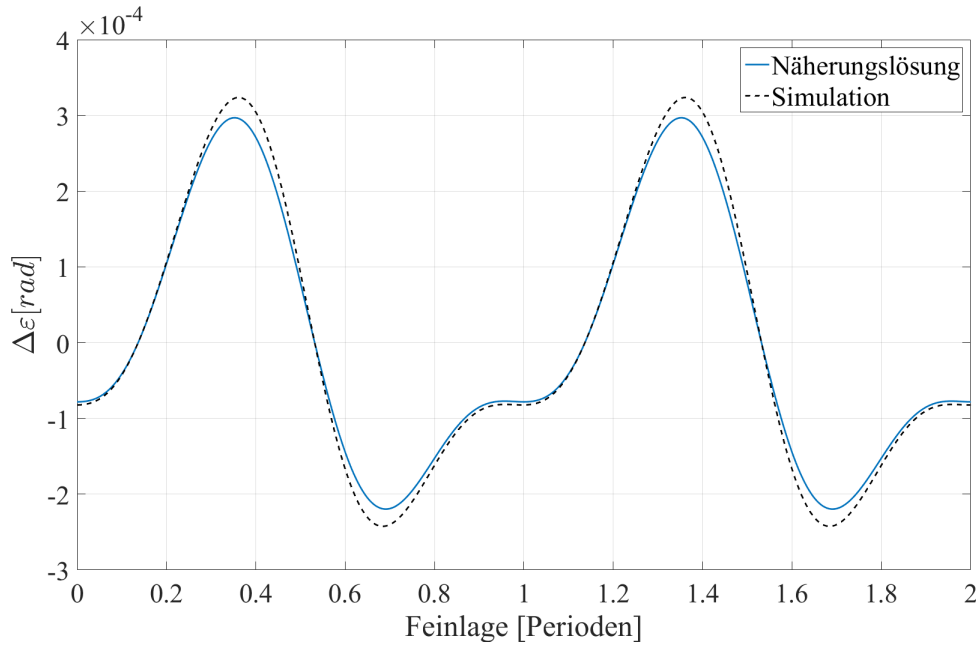


Abbildung 4.9: Simulations- und Näherungslösung für die Lageabweichung durch Offset- und Amplitudenfehler ( $k = 256$ ,  $A_y = 0.95$ ,  $O_y = 0.02$ ,  $A_x = 0.9$ ,  $O_x = 0.05$ )

Anhand der Näherungslösung des Lagefehlers kann man jetzt durch eine einfache mathematische Ableitung des Feinlagefehlers eine Beschreibung für den Fehler im Geschwindigkeitssignal gewinnen:

$$\Delta\omega = \frac{d\Delta\varepsilon(t)}{dt} \quad (4.22)$$

$$\Delta\omega \approx \frac{1}{k} \frac{d}{dt} \left( \frac{A_x}{2} \cdot \sin(2k\omega t) + O_x \cdot \sin(k\omega t) - \frac{A_y}{2} \cdot \sin(2k\omega t) - O_y \cdot \cos(k\omega t) \right) \quad (4.23)$$

$$\Delta\omega \approx \omega \cdot (A_x \cdot \cos(2k\omega t) - A_y \cdot \cos(2k\omega t) + O_x \cdot \cos(k\omega t) + O_y \cdot \sin(k\omega t)) \quad (4.24)$$

Der relative Fehler des Geschwindigkeitssignals kann jetzt berechnet werden:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} \approx (A_x \cdot \cos(2k\varphi) - A_y \cdot \cos(2k\varphi) + O_x \cdot \cos(k\varphi) + O_y \cdot \sin(k\varphi)) \quad (4.25)$$

In Abbildung 4.10 ist der relative Fehler des Geschwindigkeitssignals dargestellt. Dieser Fehler entsteht durch die Differentiation des Lagefehlers nach der Zeit. So wurde hier für bestimmte Offset- und Amplitudenfehler ein Vergleich zwischen Simulation und zwei unterschiedlichen Methoden für die Berechnung von relativen Fehlern des Geschwindigkeitssignals durchgeführt; Der Fehler durch die Gleichung 4.25, und der Fehler, welcher durch die zeitliche Ableitung der Gleichung 4.14 berechnet wurde. Dabei sind sinnvolle Fehlerwerte und Abtastzeiten gegeben. Diese Werte produzieren hohe maximale Geschwindigkeitsfehler von 12 %. Die maximale Frequenz dieser Fehler ist doppelt so hoch wie die Gebergrundfrequenz. Weiterhin sieht man hier, dass die Fehlerberechnung im Geschwindigkeitssignal mit Hilfe der Gleichung 4.25 von der idealen Berechnung des Fehlers abweicht. Man bekommt trotzdem eine gute Beschreibung des Fehlers.

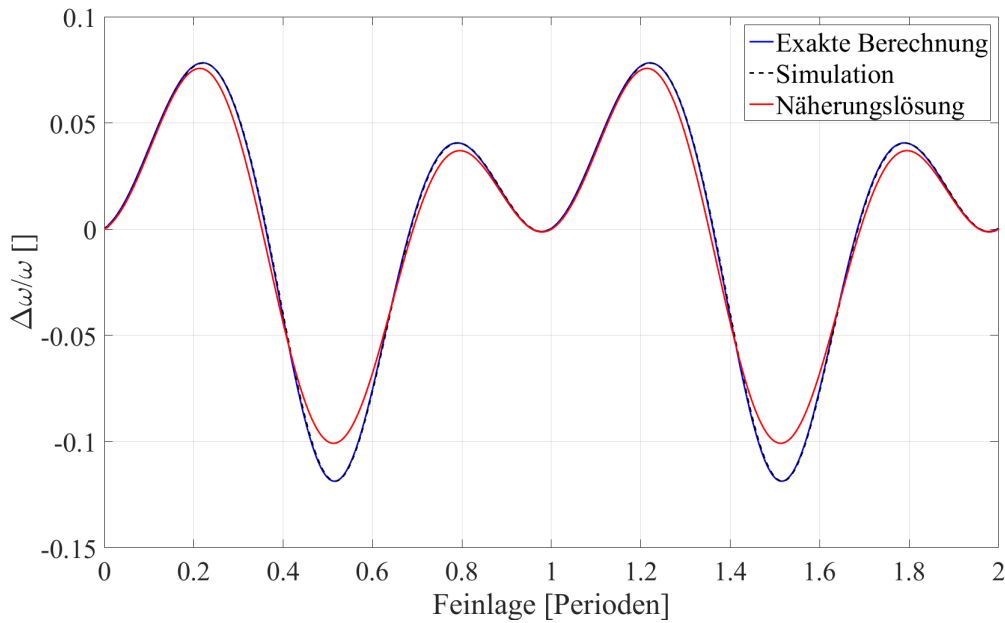


Abbildung 4.10: Simulation, exakte und Näherungsberechnung des Relativen Fehlers des Geschwindigkeitssignals durch Offset- und Amplitudenfehler auf Sinus-Cosinus-Signale ( $k = 256, T_{abt} = 62.5\mu s, A_y = 0.95, O_y = 0.02, A_x = 0.9, O_x = 0.05$ )

### 4.3.2 Einfluss der Harmonischen auf den Lage- und Geschwindigkeitsfehler

Die Harmonischen im Sinus-Cosinus-Signal kann man durch einen zusätzlichen Term in der Gleichung für ideale Gebersignale beschreiben:

$$x_h(\varphi) = x_{id}(k\varphi) + \sum_{m=2}^{\infty} A_m \cdot \cos(mk\varphi) \quad (4.26)$$

$$y_h(\varphi) = y_{id}(k\varphi) + \sum_{m=2}^{\infty} A_m \cdot \sin(mk\varphi) \quad (4.27)$$

$$\Delta\varepsilon_h = \varepsilon_{id} - \varepsilon_{f,h} \quad (4.28)$$

$$\Delta\varepsilon_h = \frac{1}{k} \left( \operatorname{atan} \frac{\sin(k\varphi)}{\cos(k\varphi)} - \operatorname{atan} \frac{\sin(k\varphi) + \sum_{m=2}^{\infty} A_m \cdot \sin(mk\varphi)}{\cos(k\varphi) + \sum_{m=2}^{\infty} A_m \cdot \cos(mk\varphi)} \right) \quad (4.29)$$

wobei gilt:

$A_m$  : Amplitude der Harmonischen

$\Delta\varepsilon_h$ : Lageabweichung in der Feinlage durch die Harmonische

Wie im letzten Abschnitt kann man auch hier die letzte Gleichung anhand der beiden Gleichungen (4.10) und (4.13) umformulieren. Nach einer kurzen mathematischen Umrechnung ist der Fehler, z.B. der 3., 5. und 8. Harmonischen, mathematisch durch die folgende Gleichung zu berechnen:

$$\Delta\varepsilon_h = \frac{-1}{k} \left( \frac{A_3 \cdot \sin(2k\varphi) + A_5 \cdot \sin(4k\varphi) + A_8 \cdot \sin(7k\varphi)}{A_3 \cdot \cos(2k\varphi) + A_5 \cdot \cos(4k\varphi) + A_8 \cdot \cos(7k\varphi) + 1} \right) \quad (4.30)$$

Und mit

$$A_3 \cdot \cos(2k\varphi) + A_5 \cdot \cos(4k\varphi) + A_8 \cdot \cos(7k\varphi) \ll 1 \quad (4.31)$$

vereinfacht sich die letzte Gleichung zu:

$$\Delta\varepsilon_h \approx \frac{-1}{k} (A_3 \cdot \sin(2k\varphi) + A_5 \cdot \sin(4k\varphi) + A_8 \cdot \sin(7k\varphi)) \quad (4.32)$$

$$\Delta\varepsilon_h \approx \frac{-1}{k} \sum_{m=2}^{\infty} A_m \cdot \sin((m-1)k\varphi) \quad (4.33)$$

Die Genauigkeit der beiden Gleichungen 4.30 und 4.33 ist in den beiden Abbildungen 4.11 und 4.12 durch einen Vergleich mit einer Simulation für die Fehler der Harmonischen geprüft worden. Das ergibt eine gute Beschreibung des Fehlers. Weiterhin erhält man durch eine mathematische Ableitung der Gleichung 4.33 nach der Zeit den Einfluss des Fehlers auf das Geschwindigkeitssignal:

$$\Delta\omega_h = \frac{d\Delta\varepsilon_h(t)}{dt} \quad (4.34)$$

$$\Delta\omega_h \approx \frac{-1}{k} \cdot \frac{d}{dt} (A_3 \cdot \sin(2k\omega t) + A_5 \cdot \sin(4k\omega t) + A_8 \cdot \sin(7k\omega t)) \quad (4.35)$$

$$\Delta\omega_h \approx -\omega \cdot (2A_3 \cdot \cos(2k\omega t) + 4A_5 \cdot \cos(4k\omega t) + 7A_8 \cdot \cos(7k\omega t)) \quad (4.36)$$

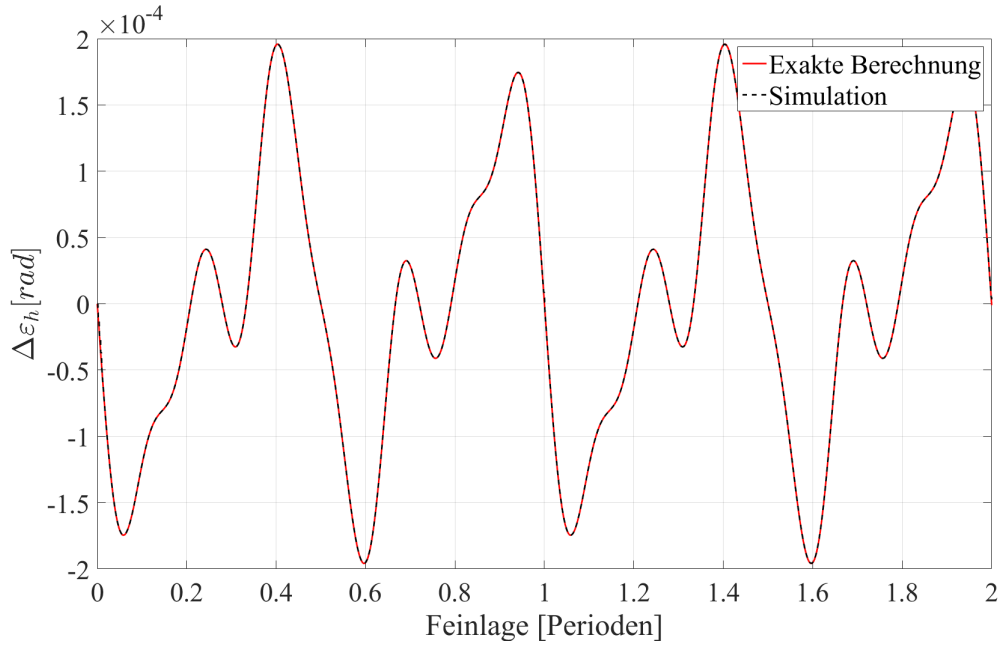


Abbildung 4.11: Simulation und exakte Berechnung des Lagefehlers mit der 3., 5. und 8. Harmonischen auf Sinus-Cosinus-Signale ( $k = 256$ ,  $A_3 = 0.03$ ,  $A_5 = 0.02$ ,  $A_8 = 0.01$ )

Der relative Fehler des Geschwindigkeitssignals kann jetzt berechnet werden:

$$\frac{\Delta\omega_h}{\omega} \approx -(2A_3 \cdot \cos(2k\omega t) + 4A_5 \cdot \cos(4k\omega t) + 7A_8 \cdot \cos(7k\omega t)) \quad (4.37)$$

In Abbildung 4.13 ist der relative Fehlers des Geschwindigkeitssignals durch die 3., 5. und 8. Harmonische der Sinus-Cosinus-Signale anhand der letzten Gleichung, Ableitung der Gleichung 4.30 nach der Zeit, und Simulation des Fehlers dargestellt.



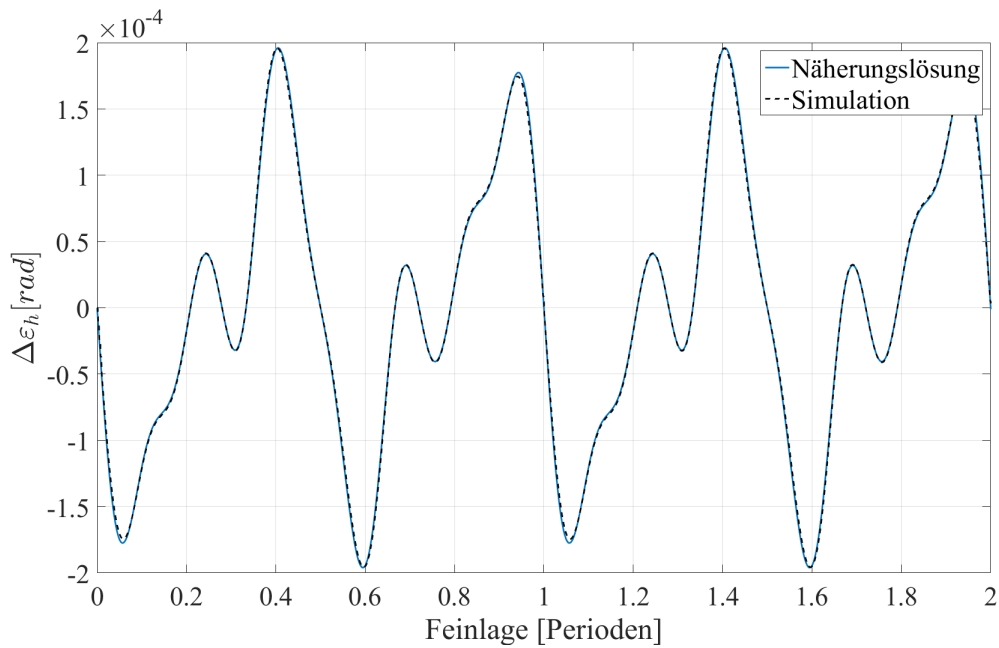


Abbildung 4.12: Simulation und Näherungsberechnung des Lagefehlers durch 3., 5. und 8. Harmonischen der Sinus-Cosinus-Signale ( $k = 256, A_3 = 0.03, A_5 = 0.02, A_8 = 0.01$ )

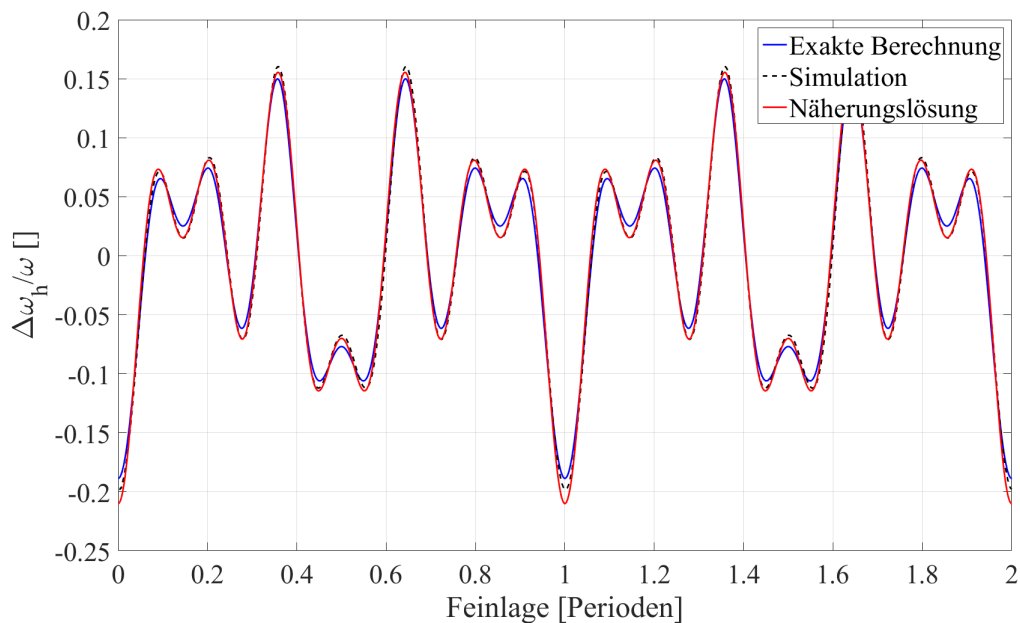


Abbildung 4.13: Simulation, exakte und Näherungsberechnung der relativen Fehler des Geschwindigkeitssignals durch die 3., 5. und 8. Harmonischen der Sinus-Cosinus-Signale ( $k = 256, A_3 = 0.03, A_5 = 0.02, A_8 = 0.01$ )

Es wird deutlich, dass die Harmonischen einen großen Einfluss auf das Geschwindigkeitssignal haben. Die angegebenen Fehlerwerte verursachen einen Geschwindigkeitsfehler von mehr als 20% des Sollwerts.

### 4.3.3 Einfluss der systematischen Fehler auf Lage- und Geschwindigkeitssignal

Den gesamte Lagefehler, welcher durch den Offset- und Amplitudenfehler und die Harmonischen der Sinus-Cosinus-Signale hervorgerufen wird, kann man jetzt durch die Summe der beiden Fehler in Gleichungen 4.19 und 4.33 abschätzen:

$$\Delta\varepsilon_f = \Delta\varepsilon + \Delta\varepsilon_h \quad (4.38)$$

$$\begin{aligned} \Delta\varepsilon_f \approx \frac{1}{k} \cdot \left( \frac{1}{2}A_x \cdot \sin(2k\varphi) - \frac{1}{2}A_y \cdot \sin(2k\varphi) + O_x \cdot \sin(k\varphi) - O_y \cdot \cos(k\varphi) \right. \\ \left. - A_3 \cdot \sin(2k\varphi) - A_5 \cdot \sin(4k\varphi) - A_8 \cdot \sin(7k\varphi) \right) \end{aligned} \quad (4.39)$$

Eine genauere Beschreibung des Fehlers im Vergleich zur Gleichung 4.39 kann man durch die Summe der beiden Gleichungen 4.14 und 4.30 gewinnen. Die Ergebnisse der Gleichung 4.39 im Vergleich zu der Berechnung des Fehlers durch Simulation sind in Abbildung 4.14 dargestellt. In ähnlicher Weise kann der Einfluss der Offset- und Amplitudenfehler sowie der Harmonischen auf das Geschwindigkeitssignal durch die Summe der beiden Gleichungen 4.25 und 4.37 abgeschätzt werden:

$$\frac{\Delta\omega_f}{\omega} \approx \frac{\Delta\omega}{\omega} + \frac{\Delta\omega_h}{\omega} \quad (4.40)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\omega_f}{\omega} \approx A_x \cdot \cos(2k\varphi) + A_y \cdot \cos(2k\varphi) + O_x \cdot \cos(k\varphi) + O_y \cdot \sin(k\varphi) \\ - 2A_3 \cdot \cos(2k\omega t) - 4A_5 \cdot \cos(4k\omega t) - 7 \cdot A_8 \cdot \cos(7k\omega t) \end{aligned} \quad (4.41)$$

Die Ergebnisse dieser Gleichung im Vergleich zu einer Simulation für die gesamten Fehler sind zunächst in Abbildung 4.15 zu sehen.

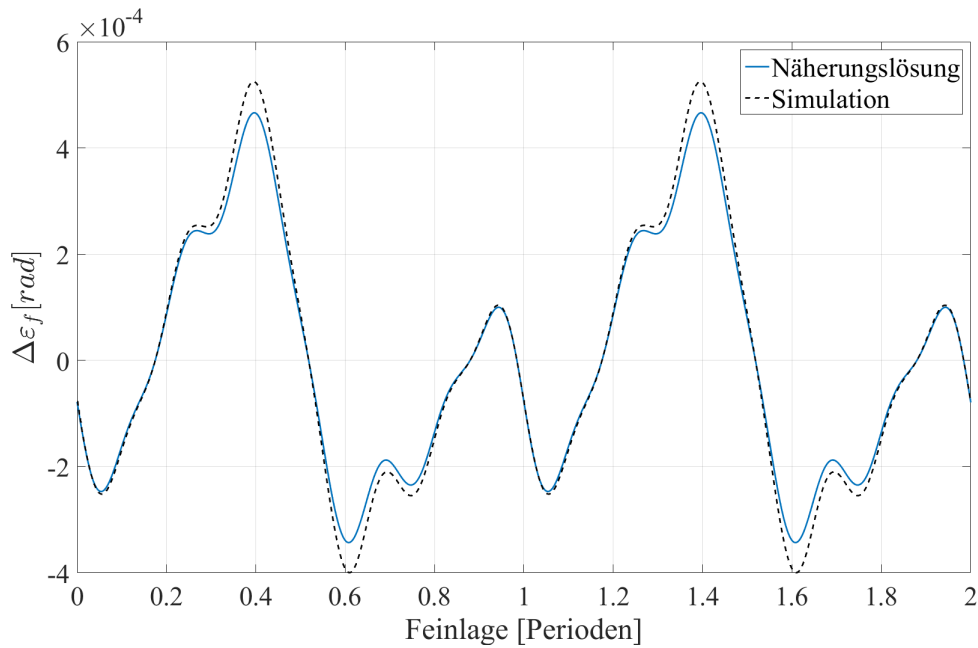


Abbildung 4.14: Simulation- und Näherungsberechnung des Lagefehlers mit Offset- und Amplitudenfehler und der Harmonischen ( $k = 256$ ,  $A_y = 0.95$ ,  $O_y = 0.02$ ,  $A_x = 0.9$ ,  $O_x = 0.05$ ,  $A_3 = 0.03$ ,  $A_5 = 0.02$ ,  $A_8 = 0.01$ )

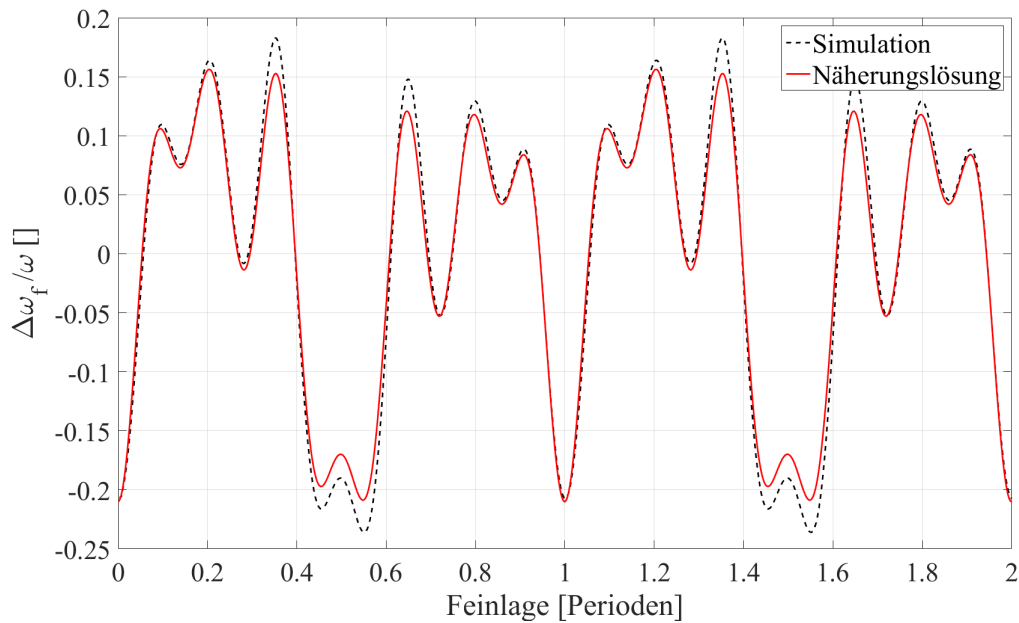


Abbildung 4.15: Vergleich zwischen Simulation und Näherungsberechnung des Lagefehlers im Fall von Offset- und Amplitudenfehlern und der 3., 5. und 8. Harmonischen ( $k = 256$ ,  $A_y = 0.95$ ,  $O_y = 0.02$ ,  $A_x = 0.9$ ,  $O_x = 0.05$ ,  $A_3 = 0.03$ ,  $A_5 = 0.02$ ,  $A_8 = 0.01$ )

## 5 Versuchsaufbau

In diesem Kapitel wird der Versuchsstand, der in dieser Arbeit für die Untersuchung verschiedener Fehlerkorrektur-Algorithmen des Sinus-Cosinus-Gebers verwendet wurde, dargestellt. Im Rahmen eines Forschungsprojektes wurde ein Servosystem, welches am Lehrstuhl für Regelungstechnik (IFR) der TU Braunschweig entwickelt wurde [25], weiterentwickelt, um damit die derzeitige und die zukünftige Anforderungen auf dem Markt im Bereich des Servounrichters zu untersuchen. Dieses Servosystem ermöglicht die Implementierung der Antriebsregelung sowie verschiedene Korrekturverfahren, um die Genauigkeit der Sensorik zu verbessern. Das Blockschaltbild des Versuchsstands ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Im folgenden Abschnitt wird zunächst allgemein der Aufbau der einzelnen Komponenten des Versuchsstandes beschrieben.

### 5.1 Komponenten des Versuchsstands

Die Kombination der DSP (Digitalen Signalprozessors)- und der FPGA (Field Programmable Gate Array)-Technik bietet mehrere Vorteile. Zuerst ist eine Überabtastung der gemessenen Größe im FPGA realisierbar, was die Messgenauigkeit dieser Größe verbessert, ohne dass eine große Verzögerung bei der Messwerterfassung auftritt. Weiterhin kann durch diese Kombination eine Reduktion der Rechenzeit der Regelgesetze gewonnen werden. Es ist möglich, verschiedene arithmetische Funktionen, beispielsweise für die Verarbeitung der gemessenen Strom- und Lagesignale oder die Erzeugung der PWM-Signale, parallel in beiden Bausteinen zu bearbeiten. Der Nachteil ist, dass in dem verwendeten FPGA-Baustein nur einfache arithmetische Funktionen, wie Addition und Subtraktion, realisiert werden können. Komplexe arithmetische Funktionen, wie die Division oder Multiplikation realer Zahlen, verlangen eine hohe Kapazität und einen großen Rechenaufwand. Daher werden diese Funktionen meist im DSP implementiert. Der Datenaustausch zwischen den beiden DSP- und FPGA-Platinen wird durch ein schnelles paralleles Bussystem (EMIF) realisiert.

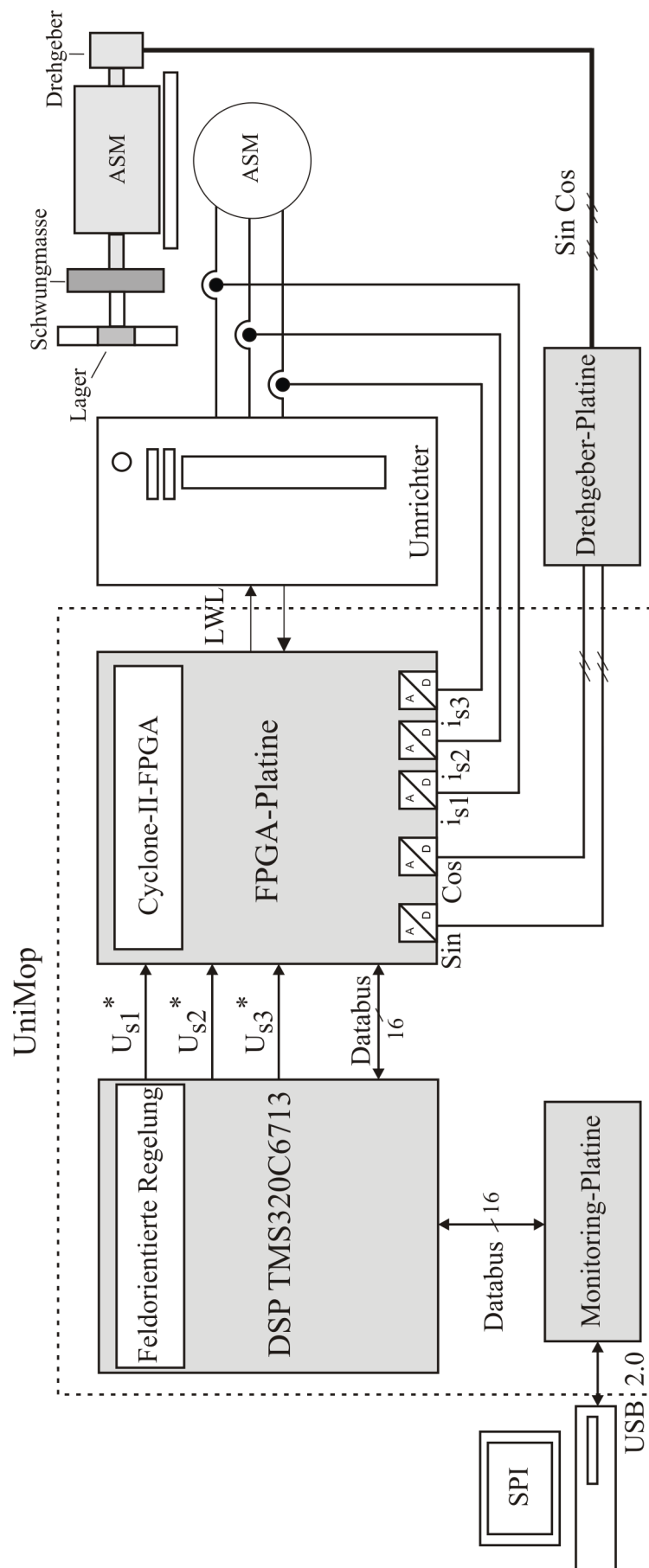


Abbildung 5.1: Blockschaltbild des Versuchsstands

### 5.1.1 Universeller Motorenprüfstand (UniMop)

Das IFR-Servosystem (UniMop) besteht wie im Blockschaltbild des Versuchsstands erläutert, aus drei Platinen. Der Grundaufbau dieser Platinen und deren Funktionen soll nun erläutert werden.

#### 5.1.1.1 FPGA-Platine

Um die Genauigkeit sämtlicher Messdatenerfassungen zu erhöhen, wurde am IFR eine vierlagige Steuerplatine realisiert [25], [1]. Kernstück dieser Platine ist ein Field Programmable Gate Array (FPGA). Der eingesetzte Cyclone-II-FPGA-Baustein von der Firma Altera wird als zentrale Verarbeitungseinheit der FPGA-Platine eingesetzt. Die wesentlichen technischen Daten des verwendeten FPGAs „EP2C20Q240C8“ sind eine maximale Datenraten von 260 MHz, 52 Multiplizierer und 18.752 logische Elemente. Zum Betrieb des FPGAs benötigt man einen Systemtakt. Dieser wird durch einen auf der Platine integrierten Quarzoszillator mit einem Takt von 100 MHz generiert. Der FPGA beinhaltet die folgenden Funktionen:

- Erzeugung der PWM-Signale zur Umrichteransteuerung
- Erzeugung der Takt- und Steuerungssignale für die A/D-Wandler
- Einlesen, Zwischenspeichern und Datenverarbeitung der Sensordaten (Stromsensoren, Lagegeber)
- Einlesen und Übertragung von Daten durch das parallele EMIF<sup>1</sup>-Bussystem

Die Datenverarbeitung der digitalen Werte umfasst verschiedene Varianten, dazu gehören auch die in dieser Arbeit verwendeten mathematischen Korrektur-Algorithmen in dem FPGA für die Sinus-Cosinus-Gebersignale. Der Systemtakt des FPGAs (100 MHz) wird für die Erzeugung der PWM verwendet. Somit wird für eine PWM mit einem Takt von 16 kHz eine PWM-Auflösung von ca. 12 Bit realisiert.

Die Implementierung dieser Funktion in einem FPGA erfolgt in der von der Firma Altera entwickelten Software Quartus mit Hilfe der Programmiersprache VHDL. Mit VHDL hat man den Vorteil, die Implementierung verschiedenerer Funktionen in der Struktur-Beschreibung

---

<sup>1</sup>External Memory Interface. Diese parallele Schnittstelle (16 Bit breit) stellt den Kommunikationsweg zum Datenaustausch zwischen dem FPGA und der DSP-Platine einerseits und zwischen der Monitoring- und der DSP-Platine andererseits her

kombinieren zu können. Weiterhin sind auf der FPGA-Platine zur Erfassung der Phasenströme und der Sinus-Cosinus-Gebersignale High-Speed-A/D-Wandler integriert. Für diese Aufgaben wurde ein 14 Bit A/D-Wandler und eine Datendurchsatzrate von 10 MSamples/s gewählt. Die A/D-Wandler sind in zwei Gruppen mit jeweils drei A/D-Wandlern auf der Platinenober- und -unterseite, wie in Abbildung 5.2 dargestellt, aufgeteilt. Jede Gruppe wird separat vom FPGA gesteuert. Die digitalisierten gemessenen Daten werden über drei parallele Bussysteme an den FPGA übertragen, so dass die maximale Datenrate erreicht wird.

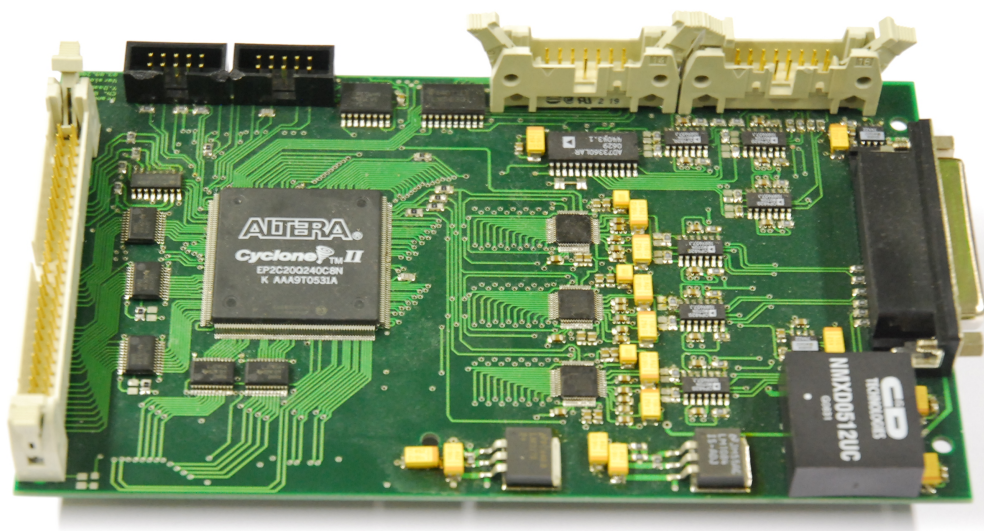


Abbildung 5.2: Hardware-Realisierung FPGA-Platine (Oberseite)

#### 5.1.1.2 DSP-Platine

Bei einem feldorientierten Regelungsalgorithmus von Servomotoren muss in der Regel eine große Anzahl von mathematischen Operationen zur digitalen Signalverarbeitung in einem festen Regeltakt durchgeführt werden. Für diese Aufgabe sind moderne digitale Signalprozessoren (DSP) mit ihrer Architektur sehr gut geeignet. In dieser Arbeit wird das TMS320C6713 DSP Starter Kit (DSK) verwendet, welches gemeinsam von den Firmen Spectrum Digital

und Texas Instruments für hochpräzise Anwendungen entwickelt wurde. Kern dieses Kits ist ein Fließkomma- TMS320C6713 DSP mit einer Taktrate von 225 MHz. Weiterhin ist auch ein 16 MB SDRAM auf der Platine integriert, welcher grundsätzlich zum Speichern von Messreihen verwendet wird. Die Strom- und Geschwindigkeitsregelgesetze der konventionellen feldorientierten Regelung (FOR) werden in dieser Arbeit auf dem DSP berechnet. Um diese Regelgesetze im DSP zu verarbeiten und daraus einen neuen Sollwert an die PWM-Einheiten in der FPGA-Platine weiterzugeben, ist prinzipiell ein Takt nötig. Diese Regelgesetze werden vom DSP als Interrupt Routine bei jeder Regelperiode (z.B.  $62.5 \mu s$ ) neu berechnet. Die Aufbereitung der gemessenen Strom- und Lagesignale für die FOR geschieht, wie im letzten Abschnitt angedeutet wurde, in der FPGA-Platine. Weiterhin werden im Fall von Korrektur-Algorithmen, bei denen relativ komplexe arithmetische Funktionen wie Division oder Multiplikation realer Zahlen stattfinden, diese nicht nur in dem FPGA realisiert sondern, auch durch eine Kombination von DSP und FPGA. In diesem Fall wird der Teil des Korrektur-Algorithmus mit großem Rechenaufwand weiter im DSP gerechnet. Beispiele dafür sind hier die Korrekturfunktion für geschwindigkeitsabhängige systematische Fehler (vgl. Abschnitt 6.1.2.2) und das Korrekturverfahren für zufällige Fehler mit Hilfe der linearen Regression (vgl. Abschnitt 6.2), welche im nächsten Kapitel erklärt wird.

### 5.1.1.3 Monitoring-Platine

Um während der Inbetriebnahme die DSP-Variablen zu beobachten oder zu verändern, wurde am Institut für Regelungstechnik ein System bestehend aus Platine und Software, die sogenannte „SPI-COM“, für diesen Zweck entwickelt [27]. Somit können die Variablenwerte und Messreihen an den PC übertragen werden und auch das Servosystem bedient werden. Weiterhin können durch die grafische Oberfläche die vom DSP empfangenen Variablenwerte und Messreihen für eine einstellbare Zeit dargestellt bzw. gespeichert werden, damit sie später offline, beispielsweise mit Matlab, ausgewertet werden können.

## 5.1.2 Komponenten der Regelstrecke

### 5.1.2.1 Umrichter

Hier wird das Leistungsteil eines Standard-Umrichters der Firma Lenze mit dreiphasiger Einspeisung und einer Zwischenkreisspannung von ca. 560 V verwendet. Dabei wird die von der Firma Lenze eingesetzte Elektronik durch das im IFR entwickelte Servosystem ersetzt. Darüber hinaus sind auch verschiedene Sicherheitsfunktionen (z.B. Überstrom im Leistungsteil)



realisiert worden. Zusätzlich zu dem Umrichter werden Bremswiderstände mit Bremschopper eingesetzt. Sie dienen dazu, überschüssige Energie aus dem Zwischenkreis bei Bremsvorgängen in einen Bremswiderstand abzuführen und dort in Wärme umzusetzen, damit der Umrichter nicht beschädigt wird.

### 5.1.2.2 Servomotor



Abbildung 5.3: Versuchsstand

Um Fehler der Gebersignale zu identifizieren und zu korrigieren, kann als Servoantrieb für den Umrichter prinzipiell jede beliebige Servomaschine verwendet werden. In dieser Arbeit wird für die Untersuchungen ein industrieller Standard-Servo-Asynchronmotor verwendet. Dieser gehört zu der MCA-Reihe von Standard-Servomotoren und wird durch folgende Eigenschaften charakterisiert:

- Hohe Dynamik und somit eine große Winkelbeschleunigung durch ein relativ kleines Massenträgheitsmoment
- Hohe Maximaldrehzahlen

- Hohe Präzision durch eingebauten Sinus-Cosinus-Geber

An der Motorwelle wird eine mechanische Schwungmasse angebracht. Diese sorgt während der Messung des Drehgeberfehlers für eine sehr gleichförmige Drehbewegung. Die Parameter des verwendeten Motors sind in der folgenden Tabelle aufgelistet.

Tabelle 5.1: Daten des Servo-Asynchronmotors

Parameter	Werte:
Nennleistung	$P_N = 2,3 \text{ KW}$
Nennmoment	$M_N = 5,4 \text{ Nm}$
Nennstrom	$I_N = 5,8 \text{ A}$
Nenndrehzahl	$n_N = 4100 \text{ min}^{-1}$
Massenträgheit	$J = 19,2 \cdot 10^{-4} \text{ Kg m}^2$
Stranginduktivität	$L_s = 66,6 \text{ mH}$
Strangwiderstand	$R_s = 2,0 \Omega$

### 5.1.2.3 Sensorik und Erfassung der Zustandsgröße

Für die Erfassung der drei Phasenströme werden Kompensations-Halleffekt-Stromsensoren verwendet. Diese besitzen einen Ausgangsstrom proportional zum Eingangsstrom, der den A/D-Wandlern zugeführt wird. Daraus wird am Ausgang ein Stromsignal, welches proportional zum gemessenen Stromsignal ist, produziert. Dieses Signal wird zunächst an den Eingang des betreffenden A/D-Wandlers gestellt. Der Motor ist mit einem Singleturn-Sinus-Cosinus-Geber ausgestattet. In der folgenden Tabelle sind die wichtigsten Parameter des verwendeten Lagegebers aufgelistet. Die vom Drehgeber erzeugten Sinus- und Cosinussignale werden in

Tabelle 5.2: Daten des Sinus-Cosinus-Gebers

Gebertyp	Single-turn
Strichzahl/Umdrehung	2048
Ausgangssignale	$1V_{ss}$
Max. Drehzahl	$8000 \text{ min}^{-1}$
Grenzfrequenz	180kHz

der Drehgeber-Platine erfasst. Üblicherweise werden die beiden Gebersignale mit nur vier Leitungen differentiell und in niedriger Spannung (Signalamplitude Spitze-Spitze gleich 1V)

übertragen. Durch typische Eingangsschaltungen mit Operationsverstärkern, deren Bandbreite ca. 600 kHz beträgt, die differentiell verstärkt auf den Spannungseingang der A/D-Wandler in der FPGA-Platine gelangen. Zudem sind hier Differenz-Eingangverstärker mit geringen Offsets, geringem Rauschen und auch Widerstände und Kondensatoren geringer Toleranz wichtig für die Drehgeberfehler.

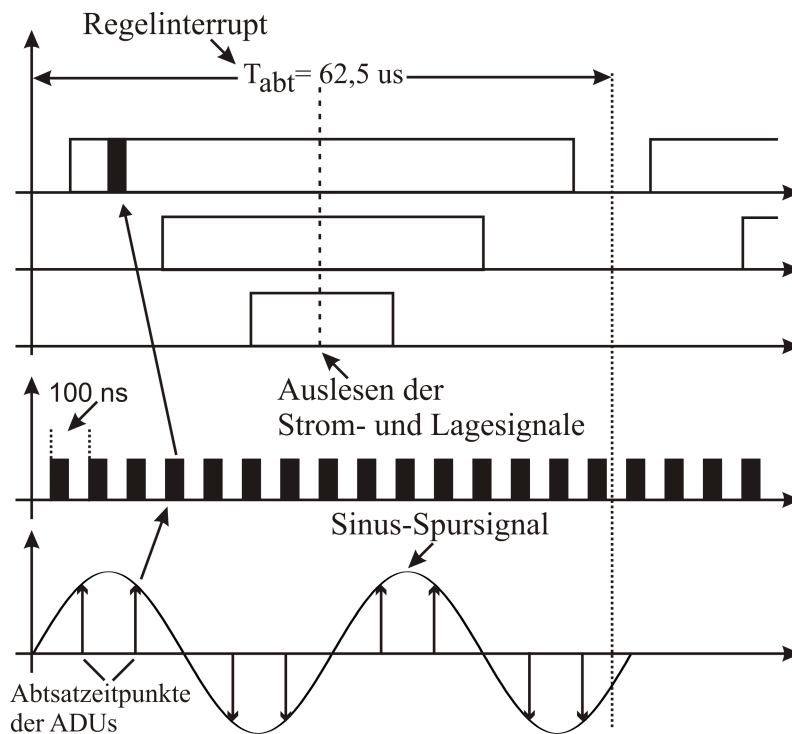


Abbildung 5.4: Synchronisation zwischen der Abtastung der A/D-Wandlern und der Regelperiode

In Abbildung 5.4 ist der zeitliche Bezug der Signalerfassung vom DSP erläutert. Die Abtastung der A/D-Wandler ist viel schneller als der Regelinterrupt, also mit  $T_{AD} = 100\text{ns}$ . Die digitalisierten Strom- und Lagesignale werden exakt in der Mitte der Regelperiode bei 16 kHz vom DSP verzögerungsfrei ausgelesen ([25]), um die Störeinflüsse der Stromober-schwingungen auf die Messung des Grundschwingungsstroms zu unterdrücken [66].

## 6 Ergebnisse

Nachdem in den letzten Abschnitten die Fehler des optischen Drehgebers simuliert und der Prüfstand vorgestellt worden sind, werden in diesem Kapitel die praktischen Ergebnisse verschiedener Korrekturverfahren in Form von Messungen am Versuchsstand demonstriert. Dazu wird das Prinzip jedes Verfahrens, gefolgt von einer realen Messung, erklärt, um somit die Effektivität der eingesetzten Korrekturverfahren zu überprüfen. Anschließend werden die praktischen Ergebnisse miteinander verglichen.

Die untersuchten Verfahren in dieser Arbeit kann man grundsätzlich in zwei verschiedene Kategorien unterteilen:

- Verfahren zur Korrektur der systematischen Fehler
- Verfahren zur Korrektur des zufälligen Fehlers durch Rauschen

### 6.1 Korrektur systematischer Fehler

Bei der praktischen Messung eines systematischen Geberfehlers ist schon festgelegt, dass der Fehler nicht nur vom Motorwinkel abhängig, sondern auch proportional zur Motorgeschwindigkeit veränderbar ist. Daher ist es sinnvoll beim Verwenden der Methoden für die Korrektur der systematischen Fehler die Änderung dieses Fehlers genau zu verfolgen. Dabei wird auch bei der Korrektur der systematischen Geberfehler, wie oben erwähnt, zwischen lageabhängigen- und geschwindigkeitsabhängigen Fehlern unterschieden:

- Korrektur lageabhängiger systematischer Fehler
  - Tabellengestütztes Korrekturverfahren für die Feinlage
  - Tabellengestütztes Korrekturverfahren für die Groblage

- Korrektur geschwindigkeitsabhängiger systematischer Fehler
  - Tabellengestütztes Korrekturverfahren für geschwindigkeitsabhängiger systematischer Fehler
  - Korrekturfunktionen geschwindigkeitsabhängiger systematischer Fehler

### 6.1.1 Korrektur lageabhängiger systematischer Fehler

#### 6.1.1.1 Tabellengestütztes Korrekturverfahren für die Feinlage

Da ein systematischer Fehler des optischen Gebers vom mechanischen Winkel des Motors abhängig ist, ist es sinnvoll, eine lageabhängige Korrektur in Form einer Fehlertabelle, welche die Lageabweichung<sup>1</sup> in äquidistanten Punkten entlang der Motorwinkel beinhaltet, einzusetzen. Für jede gemessene Lage wird dann eine Lageabweichung aus der Tabelle entnommen (vgl. Abbildung 6.1), und vom gemessenen Lagewert subtrahiert.

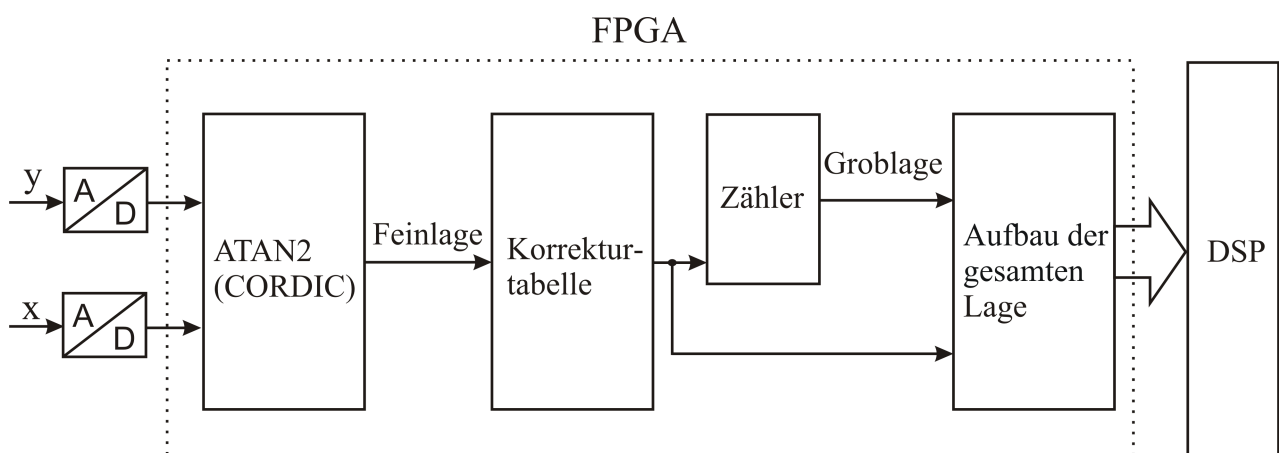


Abbildung 6.1: Blockschaltbild für tabellengestütztes Korrekturverfahren

Diese Methode kann theoretisch jeden lageabhängigen Lagefehler korrigieren. Um dieses Verfahren zu realisieren, müssen pro Signalperiode des Gebers viele Korrekturpunkte zur Verfügung stehen. Für einen Sinus-Cosinus-Geber mit 1024 Strichen pro mechanischer Umdrehung und 1000 Stützstellen innerhalb der Korrekturtabelle jeder Geberperiode zum Beispiel ist es hier erforderlich, einen großen Speicher mit mindestens ca.  $10^6$  Stützstellen zu verwenden.

<sup>1</sup>Mit dem Begriff Lageabweichung ist hier Feinlagefehler gemeint.

Diese Punkte müssen auch alle gemessen werden. Diese idealen Verhältnisse sind meistens in der Praxis aus Kostengründen nicht gegeben. Daher wird in dieser Arbeit nur eine Fehlertabelle im FPGA realisiert.

Diese Tabelle enthält einen Mittelwert der Lageabweichungen aller Signalperioden innerhalb des Messbereichs<sup>2</sup>. So wurde beim Korrekturverfahren in diesem Abschnitt angenommen, dass alle Striche dieselbe Lageabweichung haben. Diese Vorgehensweise hat den Nachteil, dass die Effektivität der Fehlertabelle beeinflusst wird, aber es gelingt immer noch, gute Ergebnisse zu bekommen, weil die Wiederholbarkeit der Lageabweichungen innerhalb der Motorumdrehung gut ist (vgl. Abbildung 6.2).

Für die Messung der Lageabweichungen im Lagesignal ohne den Einfluss des Motorregelungsverfahrens oder elektromagnetische Beeinflussung durch den Umrichter stehen unterschiedliche Methoden zur Verfügung. Idealerweise lassen sich Lageabweichungen ausmessen, wenn der mechanische Winkel bei konstanter Geschwindigkeit des Motors einen idealen linearen Anstieg hat. In [4] wurde zur Messung der Lageabweichungen ein Asynchronmotor mit großem Massenträgheitsmoment verwendet. Die Messung wurde während eines Abfalls der Motorgeschwindigkeit und bei abgeschaltetem Stellglied durchgeführt. Die große Massenträgheit dient hier der langen Abfallzeit und Unterdrückung der Geschwindigkeitsschwankungen des Motors, und durch das Abschalten des Stellgliedes vermeidet man die elektromagnetischen Einflüsse durch das Stellglied sowie die Oberschwingungen im Geschwindigkeitssignal, welche durch die schaltende Arbeitsweise des Wechselrichters hervorgerufen werden.

In [26] wird der verwendete AC-Motor mit dem Geschwindigkeitsregler bis zu einer bestimmten konstanten Geschwindigkeit beschleunigt, und damit dabei die Lageabweichungen nicht fälschlicherweise durch den Geschwindigkeitsregler ausgeregelt werden, wird der Geschwindigkeitsregler so langsam eingestellt, dass die Komponenten der Lageabweichungen außerhalb der Bandbreite des Geschwindigkeitsregelkreises liegen. Die gewonnenen Lageabweichungen müssen durch eine weitere Signalverarbeitung vom Rauschen befreit werden.

In dieser Arbeit wurden mit Hilfe einer Schwungmasse für eine gleichförmige Drehbewegung des Gebers zwei Methoden zur Erfassung der Lageabweichungen verwendet [45]. In der ersten Methode, welche in diesem Abschnitt eingesetzt, wurde die Motorwelle ohne Anschalten des Umrichters mit Hilfe einer Schwungmasse gependelt damit die Datenerfassung der Lageabweichungen nur minimale Einflüsse hat, wird die Motorwelle ohne Anschalten des Umrichters mit Hilfe einer Schwungmasse gependelt. Die zweite Methode zur Erfassung der Lageabweichungen wird in Abschnitt 6.1.2 erläutert.

---

<sup>2</sup>Mit dem Begriff Messbereich ist hier der Pendelwinkelbereich gemeint.

Nach Abschluss des Messvorganges bei der ersten Methode wurde die Berechnung der Lageabweichungen in mehreren Schritten nacheinander offline in einer Matlab-Umgebung durchgeführt. Da die Bandbreite des Motorwinkelsignals wesentlich geringer als die Bandbreite der Lageabweichung ist, wird die Abweichung des gemessenen Winkelwertes von dem idealen Winkelwert durch einen Tiefpassfilter getrennt und daraus ein Mittelwert der Lageabweichungen aller Signalperioden innerhalb des Pendelwinkelbereiches gebildet. Ein Referenzsignal durch einen zusätzlichen Sensor ist hier nicht vorgesehen.

Abbildung 6.2 zeigt die Ergebnisse dieser offline-Bearbeitung der gemessenen Signale. Darauf sind die Lageabweichungen aller Signalperioden innerhalb des Pendelwinkelbereiches über die Feinlage dargestellt. Der verwendete Sinus-Cosinus-Geber hat hier 2048 Striche, somit ist der Speicherbedarf für die Korrekturtabelle durch Mittelwertbildung im Vergleich mit dem Fall einer individuellen Tabelle für jede Signalperiode sehr reduziert.

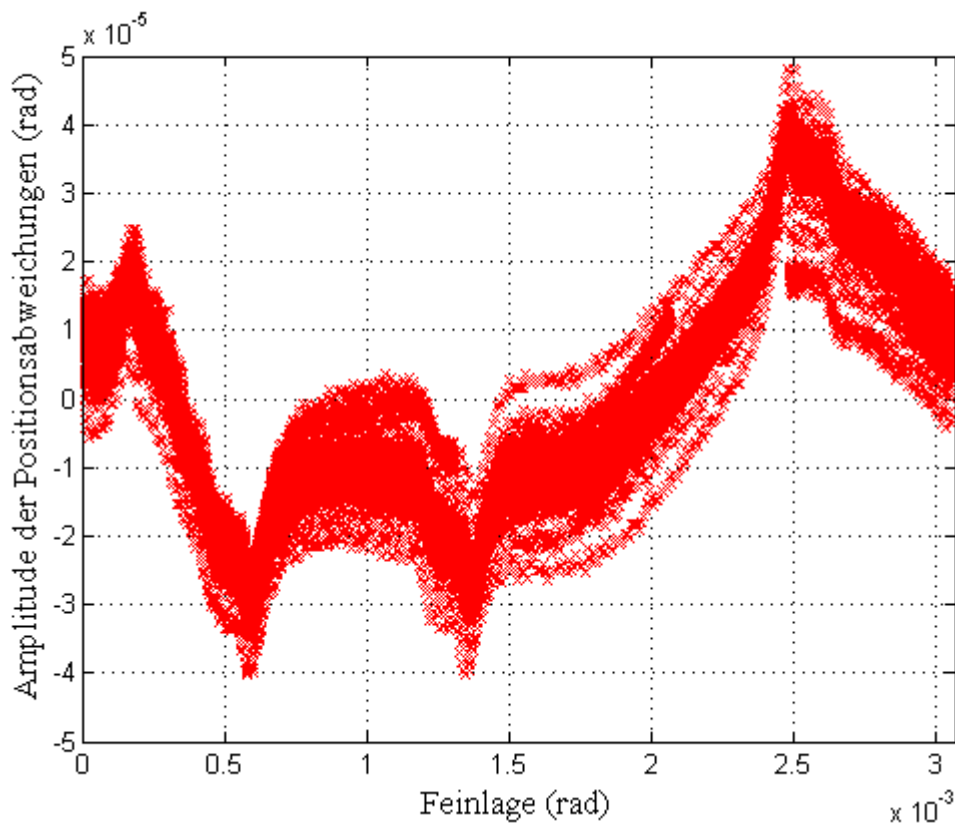


Abbildung 6.2: Lageabweichungen (Feinlagefehler) für alle Signalperioden innerhalb des Pendelwinkelbereichs

Um zunächst das vorhandene Rauschen von der Mittelwerttabelle aller Lageabweichungen zu trennen, ist es erforderlich die Messdaten zu filtern. Dies wird mit Hilfe einer Tiefpass-

Vorwärts- und Rückwärts-Filterung [filtfilt] der Lageabweichung realisiert. In Abbildung 6.3 ist das Ergebnis dargestellt. Anschließend wurden die Messwerte mit Spline Interpolation auf 1024 Stützstellen der Korrekturtabelle reduziert. Somit gibt es viele Korrekturwerte pro Signalperiode was im Praktischen ausreichend ist, da die Fehler langsam nur in einem kleinen Bereich innerhalb der Signalperiode des Gebers liegen, wie in Abbildung 6.3 zu sehen.

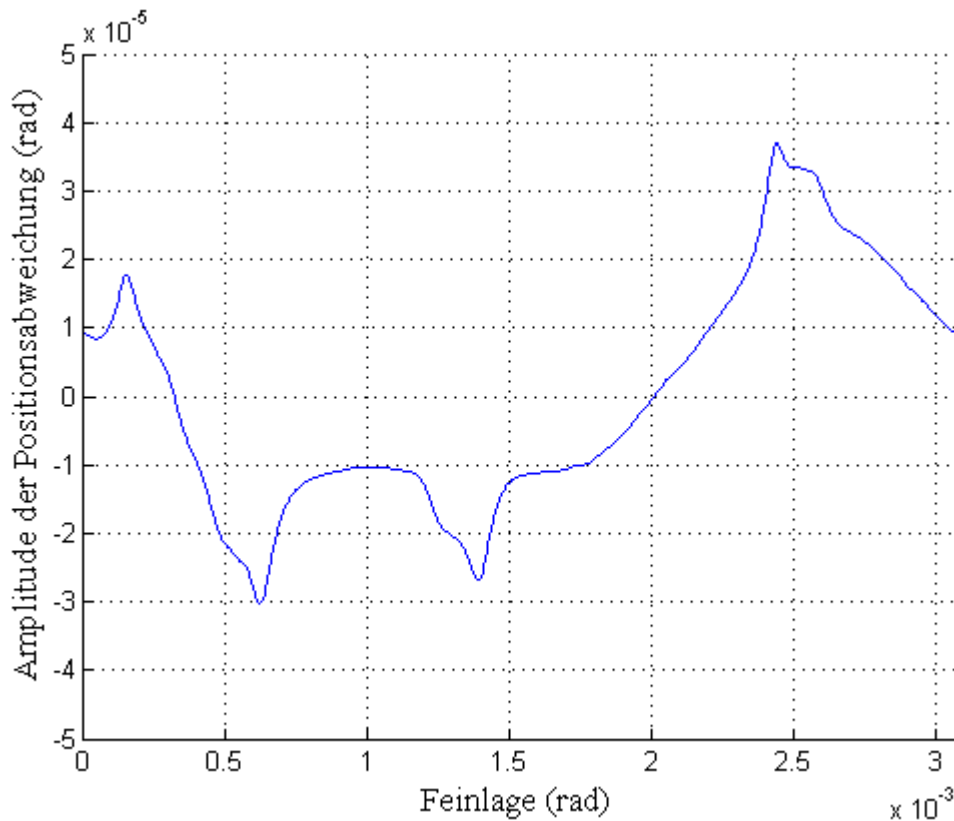


Abbildung 6.3: Gefilterter Mittelwert aller Lageabweichungen innerhalb des Pendelwinkelsbereiches

### Ergebnisse des tabellengestützten Verfahrens

In Abbildung 6.1 ist das Prinzip des tabellengestützten Korrekturverfahrens dargestellt. Für jeden neuen Feinlagewert aus dem CORDIC-Algorithmus wird dann anhand der oberen 10 Bit (= 1024) dieser Feinlage eine Lageabweichung aus der im FPGA gespeicherten Tabelle entnommen, und vom Lageistwert subtrahiert.

Die nachfolgenden Ergebnisse stellen dar, welche Verbesserungen dadurch erzielt werden konnten. Dazu wurde die Messung während einer ganz normalen Kaskaden-Geschwindigkeitsregelung bei verschiedenen Geschwindigkeitssollwerten im Bereich zwischen 100 rad/s und



400 rad/s (ungefähr 90 Prozent der Nenndrehzahl des Motors), und einer Abtastfrequenz von 8 kHz aufgenommen. Eine Korrektur für die Groblagefehler ist hier nicht vorgesehen. Aus den Messungen sind folgende Schlussfolgerungen zu ziehen:

1. Eine Kompensation des Feinlagefehlers zeigt, wie in Abbildung 6.4 dargestellt, eine deutliche Reduzierung der Schwankungsbreite des Geschwindigkeitssignals. Eine Filterung des Geschwindigkeitssignals ist hier oder in den folgenden Abschnitten dieser Arbeit nicht vorgesehen.
2. Anhand der Abbildung 6.5 ist zu erkennen, dass ab ungefähr der halben Nenndrehzahl die Effektivität der Fehlertabelle langsam abnimmt. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Amplituden der Lageabweichungen sich mit steigender Motorgeschwindigkeit ändern, wobei die Kompensationswerte der Fehlertabelle mit Hilfe einer Messung, welche im niedrigen Drehzahlbereich aufgenommen ist, erstellt wurden.
3. Die Abbildungen 6.4 und 6.5 zeigen eine Verbesserung durch die eingesetzte Fehlertabelle, geben aber keine Aussagen über das Frequenzspektrum der Störkomponenten. Zu diesem Zweck ist in Abbildung 6.6 die Frequenzzersetzung des Drehzahlsignals dargestellt. Darunter ist eine Messung bei zwei unterschiedlichen Geschwindigkeiten jeweils bei deaktivierter und aktivierter Kompensation des Feinlagefehlers. Es zeigt sich, dass die Amplitude der Störkomponenten bei aktivierter Kompensation deutlich unterdrückt werden. Allerdings sieht man hier bei hohen Geschwindigkeiten noch einmal, dass die Effektivität der Korrekturtabelle deutlich abnimmt. Diese Ergebnisse stimmen mit den in Abbildung 6.5 dargestellten Ergebnissen überein.

Allerdings existieren bei hoher und niedriger Geschwindigkeit während der aktivierten Kompensation immer noch nicht kompensierbare Störkomponenten. Diese Fehlerkomponenten beruhen auf den Unterschieden der Fehler in den Strichen des Gebers, und können daher nicht mit dem in diesem Abschnitt beschriebenen Verfahren unterdrückt werden, da hier, wie schon anfangs erwähnt, angenommen wird, dass alle Striche dieselbe Lageabweichung haben. Um diese Komponenten zu unterdrücken, muss das sogenannte Feinlage-tabellengestützte-Verfahren erweitert werden. Dieses wird im nächsten Abschnitt erläutert werden.

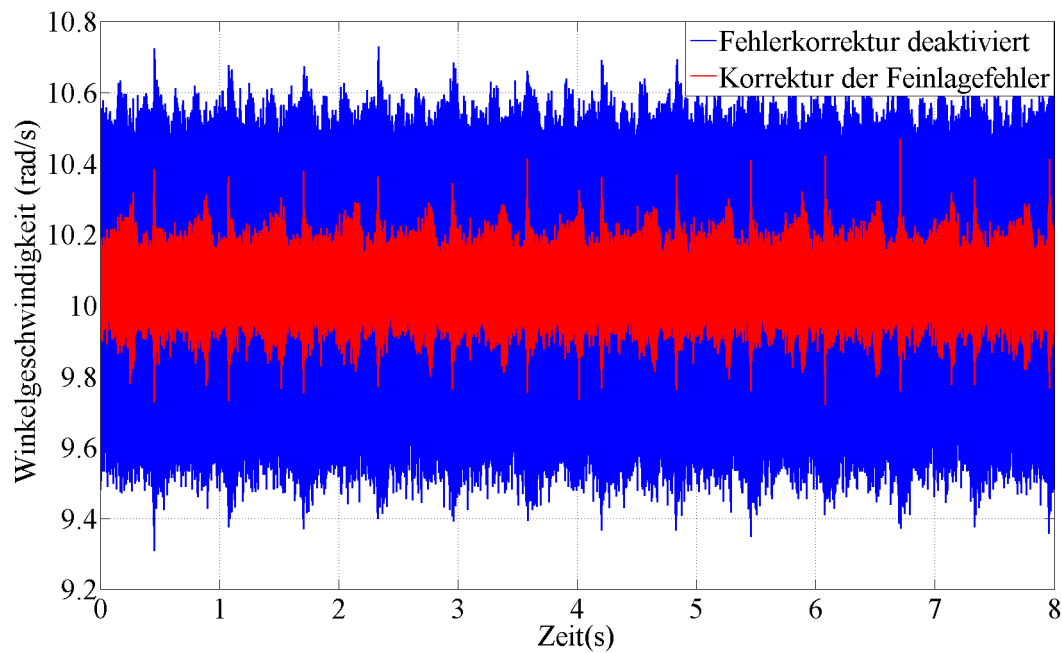


Abbildung 6.4: Winkelgeschwindigkeit ( $\omega = 10$  rad/s) mit und ohne Feinlagekorrektur

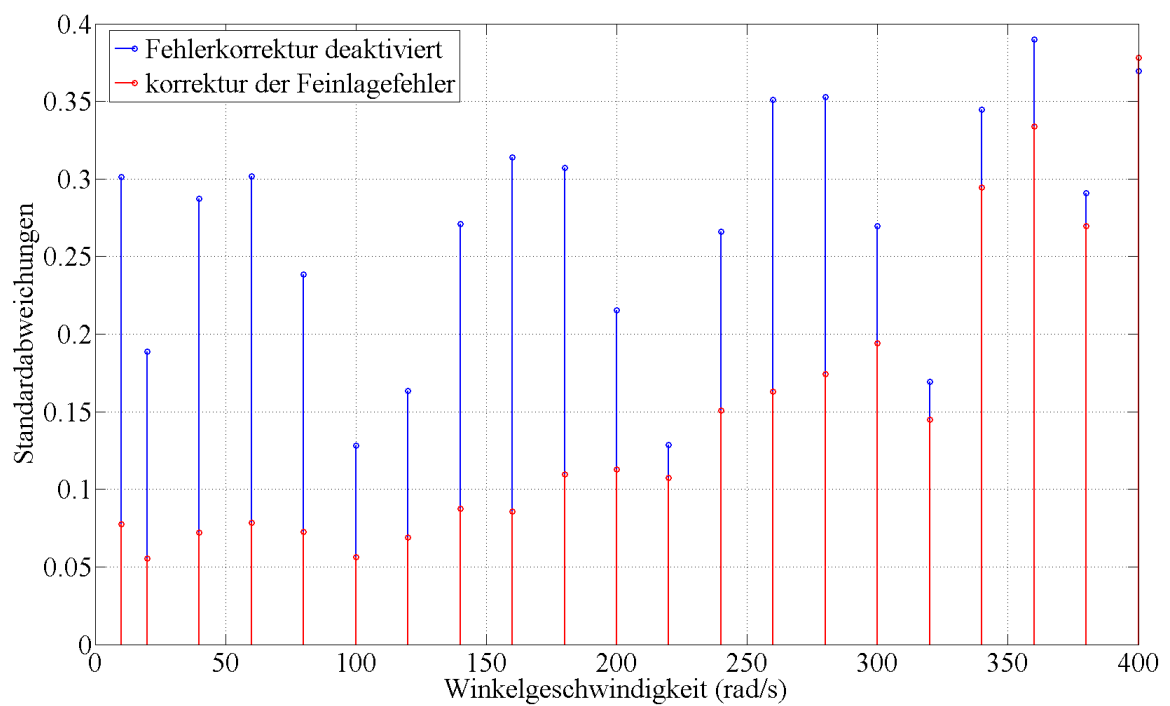


Abbildung 6.5: Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit für  $\omega = 10$  bis 400 (rad/s) für die beiden Fälle mit und ohne Feinlagekorrekturverfahren

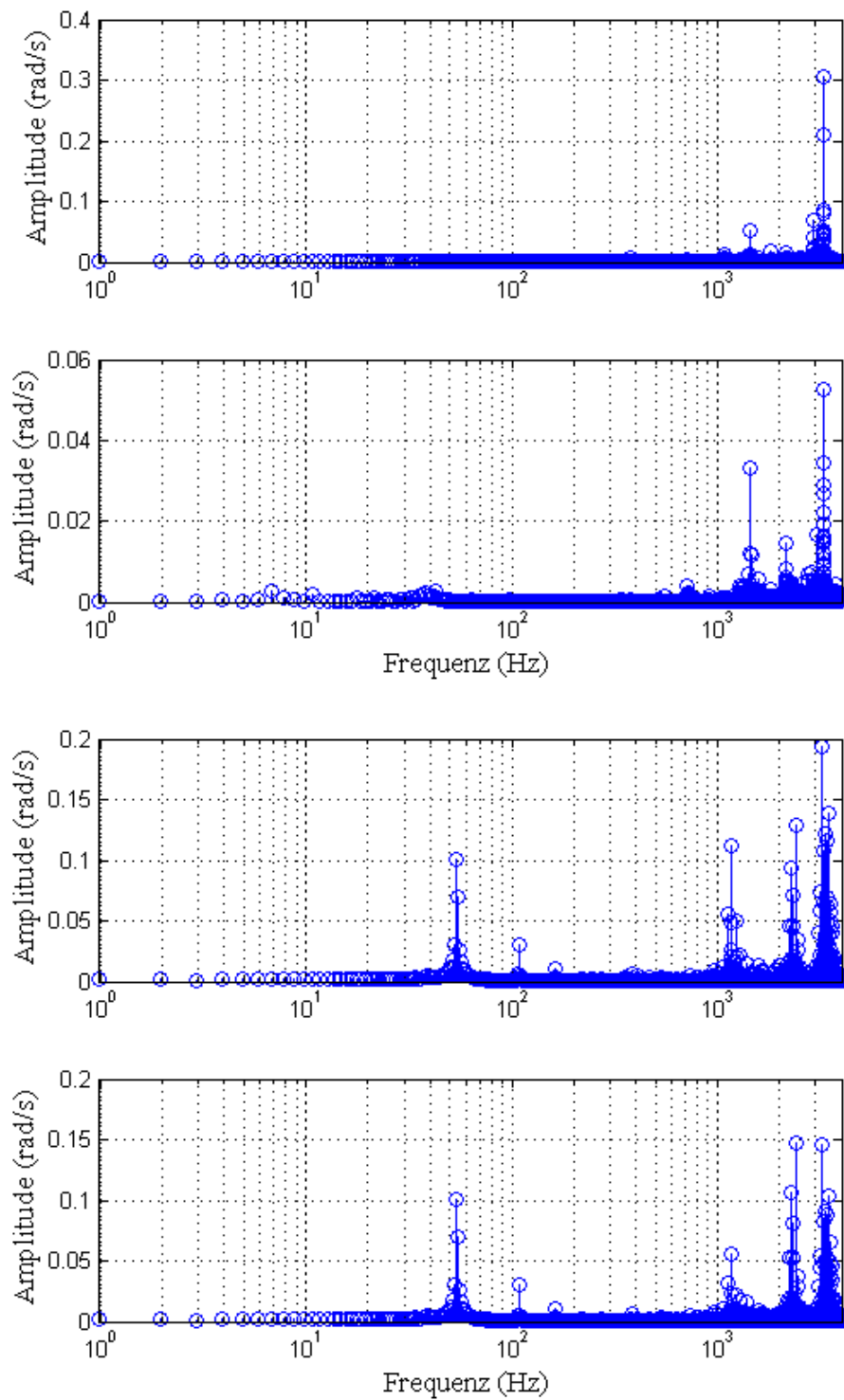


Abbildung 6.6: FFT der Winkelgeschwindigkeit bei  $\omega = 10$  mit und ohne Korrektur (oben)  
 FFT der Winkelgeschwindigkeit bei  $\omega = 340$  mit und ohne Korrektur

### 6.1.1.2 Tabellengestütztes Korrekturverfahren für die Groblage

In diesem Abschnitt werden weitere Verfahren zur Korrektur lageabhängiger systematischer Fehler untersucht. Im Gegensatz zu dem im letzten Abschnitt beschriebenen Verfahren wird hier nicht nur die Lageabweichung innerhalb der Geberperiode sondern auch die Unterschiede in der Lageabweichung zwischen den einzelnen Geberperioden über den größeren Winkelbereich (Groblagefehler) gemessen, um damit anhand zusätzlicher Korrekturtabellen den Groblagefehler zu kompensieren. Zuerst wird nur der Groblagefehler allein betrachtet und anhand der Messergebnisse der Einfluss der Kompensation dieser Fehler auf das Geschwindigkeitssignal betrachtet. Weiterhin werden dann in einem weiteren Schritt die Ergebnisse im Fall einer Kombination von einem zweistufigen Korrekturverfahren für die Groblage- und Feinlagefehler dargestellt.

#### Analyse des Groblagefehlers

Geht man von idealen Sinus-Cosinus-Gebersignalen aus, so gilt für die Sinusspur der mathematische Zusammenhang in Gleichungen 4.1 und 4.2. Der Groblagefehler kann durch Offset-Amplituden und Phasenfehler der Geberspuren beschrieben werden. Zur Vereinfachung wurden die Phasenfehler hier nicht berücksichtigt. Somit gilt:

$$y(\varphi) = (Ay(\varphi) \cdot A) \cdot \sin(k \cdot \varphi) + Oy(\varphi) \quad (6.1)$$

$$x(\varphi) = (Ax(\varphi) \cdot A) \cdot \cos(k \cdot \varphi) + Ox(\varphi) \quad (6.2)$$

Hierbei bedeuten:

$Ay(\varphi), Ax(\varphi)$  : Winkelabhängige Amplitudenfehler der Sinus- und Cosinusspur (in Prozent) normiert auf die ideale Amplitude.

$Oy(\varphi), Ox(\varphi)$  : Winkelabhängige Offsetfehler der Sinus- und Cosinusspur. Der Offsetfehler beschreibt hier die Verschiebung des Mittelwerts vom Ausgangssignal der Spur aus dem Nullpunkt (Nullpunktverschiebung).

Bei dem Groblage-Korrekturverfahren bestehen grundsätzlich die gesuchten Korrekturparameter für die Sinus- und Cosinusspur insgesamt nur aus vier Komponenten, die als Funktion der Winkel  $\varphi$  dienen<sup>3</sup>. Da aber diese Komponenten sich relativ langsam verändern, können wir zunächst annehmen, dass die Offset- und Amplitudenfehler innerhalb jeder Geberperiode konstante Werte haben. Somit reichen zur Beschreibung

<sup>3</sup>In der Praxis sind auch drei Tabellen, zwei für Offsetfehler und eine für Amplitudenfehler, ausreichend. Eine von den beiden Tabellen für Amplitudenfehler kann wegfallen, da es hier nicht wichtig ist, dass die beiden Spuren durch die Amplitudenkorrektur die ideale Amplitude haben, sondern dass das Verhältnis zwischen beiden Amplituden gleich eins ist.

der groblagefehlerbehafteten Sinus-Cosinus-Gebersignale relativ einfache Funktionen, weil die Winkelabhängigkeit der Geberfehler in Gleichung (6.1) und (6.2) entfällt.

$$y(\varphi) = (Ay \cdot A) \cdot \sin(k \cdot \varphi) + Oy \quad (6.3)$$

$$x(\varphi) = (Ax \cdot A) \cdot \cos(k \cdot \varphi) + Ox \quad (6.4)$$

Die vier Komponenten müssen aber natürlich für jede Geberperiode neu berechnet werden. Es reicht für die Korrektur des Groblagefehlers, wenn man die Lage innerhalb der Geberperiode nur ungefähr kennt, da die Fehlerkomponenten bei falscher Winkelschätzung für die Absolute Lage nur eine sehr geringe Abweichung erfahren, da sich die vier Fehlerkomponenten, wie später anhand der praktischen Ergebnisse zu sehen ist, relativ langsam innerhalb der mechanischen Umdrehung des Motors ändern.

### Berechnung der Amplituden- und Offsetfehler

Anhand der oben angegebenen Gleichungen (6.3) und (6.4) kann man die Spitzenwerte für jede Geberperiode der Sinus- und Cosinusspuren berechnen:

$$y_{max} = Oy + (Ay \cdot A) \quad (6.5)$$

$$y_{min} = Oy - (Ay \cdot A) \quad (6.6)$$

$$x_{max} = Ox + (Ax \cdot A) \quad (6.7)$$

$$x_{min} = Ox - (Ax \cdot A) \quad (6.8)$$

Durch Addition und Umformung kann man anhand der letzten Gleichungen die Amplituden- und Offsetfehler für jede Sinus-Cosinus-Geberperiode einfach berechnen:

$$Ay = (y_{max} - y_{min}) / (2 \cdot A) \quad (6.9)$$

$$Oy = (y_{max} + y_{min}) / 2 \quad (6.10)$$

$$Ax = (x_{max} - x_{min}) / (2 \cdot A) \quad (6.11)$$

$$Ox = (x_{max} + x_{min}) / 2 \quad (6.12)$$

Es ist deutlich anhand der letzten Gleichungen zu erkennen, dass die Spitzenwerte für jede Geberperiode während der Messung ausreichend genau getroffen werden müssen, damit die beiden Amplituden- und Offsetfehler ohne Abweichung berechnet werden können. Darüber hinaus ist es auch wichtig, bei Gebern mit hoher Strichzahl, dass die Datenrate des A/D Wandlers hoch genug ist, damit die Spitzenwerte des analogen Signals richtig rekonstruiert werden können.

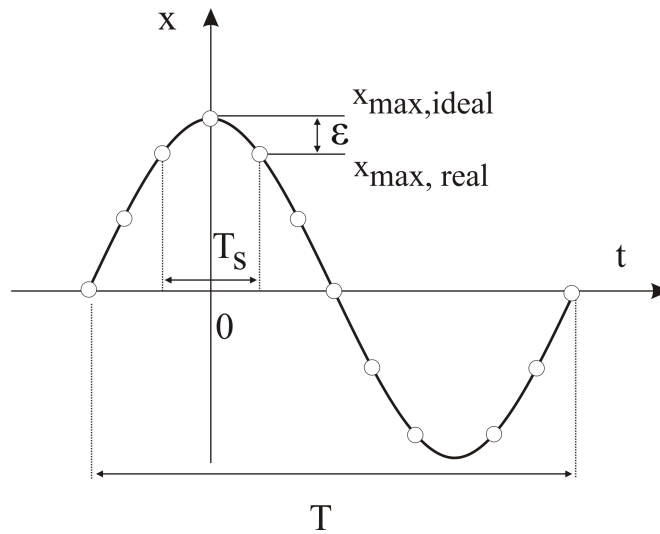


Abbildung 6.7: Darstellung der Fehler durch falsche Abtastung des Spitzenwertes beider Spursignale

In Abbildung 6.7 ist, ausgehend vom rauschfreien Spursignal, der maximale Fehler angegeben, der bei der Messung der Spitzenwerte der beiden Spuren durch falsche Abtastung auftreten kann. Anhand der Gleichung 6.14 kann man diesen Fehler für eine bestimmte Motorgeschwindigkeit berechnen. Damit der Fehler keinen Einfluss auf die Erfassung der Spitzenwerte hat, muss er viel kleiner sein als die Amplitudenfehler der beiden Spursignale. Anhand der Berechnung des Fehlers für den verwendeten A/D Wandler mit einer Datenrate von 10MSamples/s und einer Nenndrehzahl des verwendeten Motors (4100 1/min) wird deutlich, dass der maximale Fehler sehr gering ist und vernachlässigt werden kann.

$$\Delta x = x_{\max, \text{ideal}} - x_{\max, \text{real}} \quad (6.13)$$

$$\Delta x = 1 - \cos\left(\frac{2\pi}{T} \cdot \frac{T_s}{2}\right) \quad (6.14)$$

Wie schon am Anfang des Kapitels erwähnt, kommt es auch bei Sinus- und Cosinusspuren neben den systematischen Fehlern zu zufälligen Effekten durch Störung von Umrichter, Rauschen und Quantisierung. Diese Effekte dürfen sich während der Messung nicht auf die Bestimmung der Amplituden- und Offsetfehler auswirken. Deswegen wurde ein Oversampling-Verfahren für die Sinus- und Cosinusspuren eingesetzt. Vor der Messung der Variablen in den Gleichungen 6.5 bis 6.8 wurde ein Moving-Average-Filter für die beiden Sinus- und Cosinusspuren eingesetzt.

Abbildung 6.8 und 6.9 zeigen die praktischen Ergebnisse der winkelabhängigen Amplituden- und Offsetfehler über eine komplette mechanische Umdrehung. Die beiden Fehler für

Sinus- und Cosinusspur wurden anhand der Gleichungen 6.9 bis 6.12 berechnet und sind hier auf die ideale Amplitude normiert. Die Messungen für die Spitzenwerte sind bei niedriger Geschwindigkeit durchgeführt. Ein Geber mit 2048 Strichen bei einer Geschwindigkeit von 95 U/min (die Gebergrundfrequenz ist hier ca. 3.2 kHz), und eine Quantisierung von 14 Bit wurde hier eingesetzt. Damit erhält man bei einer Abtastfrequenz  $f_{abt}$  von 16 kHz innerhalb jeder Geberperiode jeweils ca. 3100 Abtastwerte. Dies ist ausreichend, um den Spitzenwert zu treffen. Die Ermittlung der absoluten Lage ist hier mit Hilfe des Nullimpuls-Signales durch den Geber ermittelt worden. Die Genauigkeit dieser Methode wurde geprüft, so dass bei mehreren Messungen mit unterschiedlicher Geschwindigkeit immer derselbe Verlauf reproduziert werden kann. Die verbleibende kleine Schwankung bei beiden Fehlergrößen in den Abbildungen 6.8 und 6.9 kann man auf die Änderungen der Amplituden- und Offsetfehler innerhalb der Geberperioden zurückzuführen.

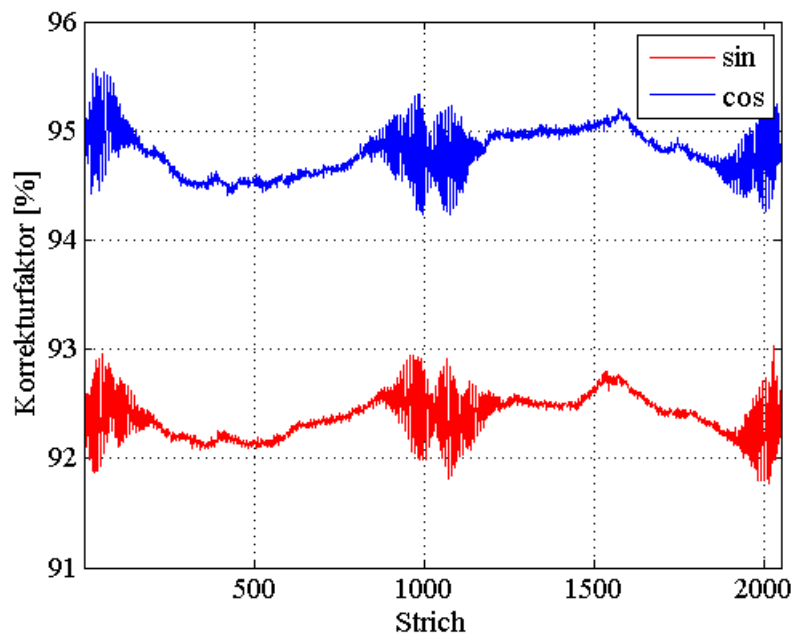


Abbildung 6.8: Korrekturfaktor  $1/A_y$  und  $1/A_x$  der Amplitudenfehler, normiert in Prozent zur Vollaussteuerung des A/D-Wandlers über die Geberstriche einer mechanischen Umdrehung

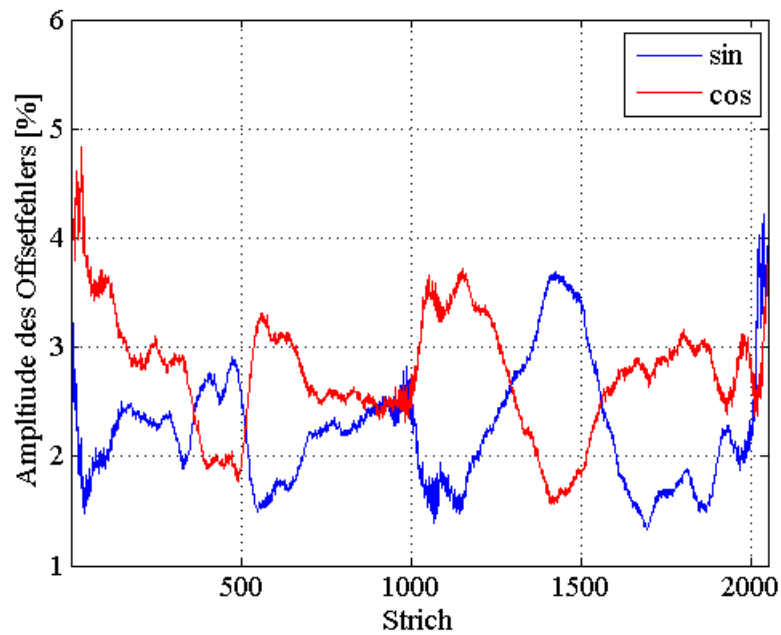


Abbildung 6.9: Offsetfehler ( $O_y$  und  $O_x$ ), normiert in Prozent zur Vollaussteuerung des A/D-Wandlers über die Geberstriche einer mechanischen Umdrehung

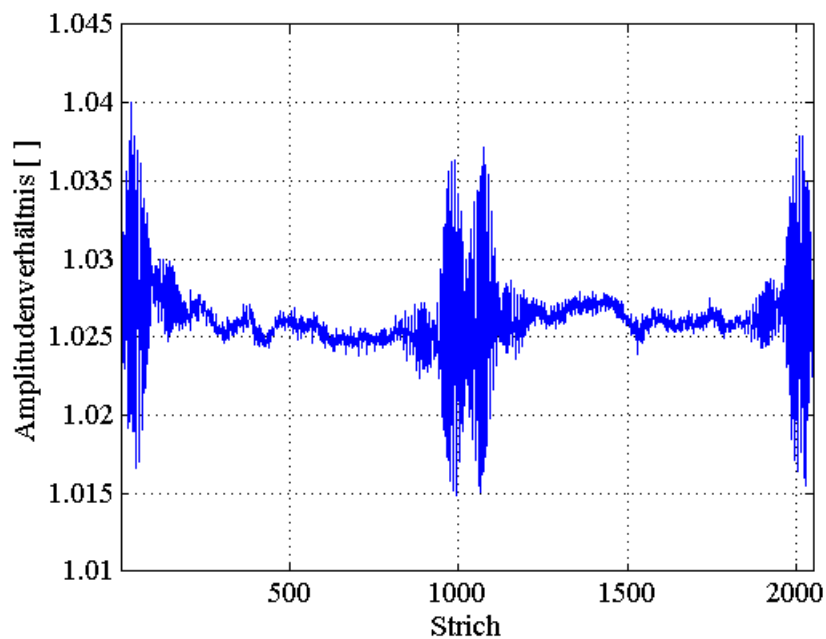


Abbildung 6.10: Verhältnis der beiden Amplitudenfehler  $A_y$  und  $A_x$

Weiterhin ist zu den dargestellten Ergebnissen anzumerken, dass ein stark verrauschter Verlauf der Amplituden- und Offsetfehler in der Umgebung der Periode 1024 und 2048



auftaucht. Dies ist vermutlich auf Fertigungstoleranzen oder Montagefehler zurückzuführen.

Für die spätere Berechnung der Feinlage mit der Arcustangensfunktion bzw. dem Cordic-Verfahren ist nicht die Abweichung der Spuramplitude (Amplitudenfehler) selbst wichtig, sondern nur das Verhältnis zu den Amplitudenfehlern für die beiden Sinus- und Cosinusspuren. Deshalb wird auch diese Fehlergröße in Abbildung 6.10 dargestellt.

### Korrektur der Amplituden- und Offsetfehler „Online“

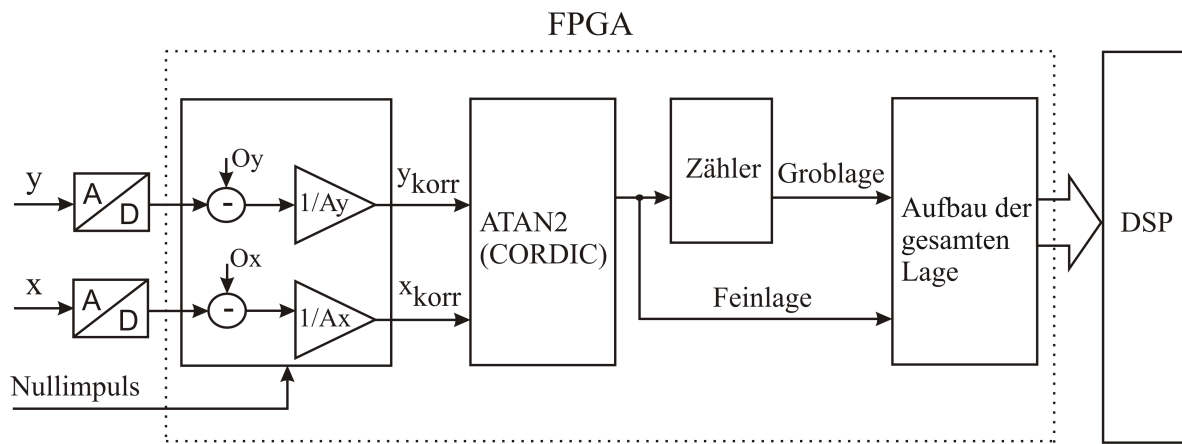


Abbildung 6.11: Blockschaltbild für Groblage Tabellengestütztes Verfahren

Nach der Analyse des Groblagefehlers im letzten Abschnitt wird zunächst gezeigt, welche Auswirkung die Korrektur der Amplituden- und Offsetfehler auf die Qualität des Geschwindigkeitssignals hat. Dafür müssen zuerst die Fehlergrößen, die in Abbildung 6.8 und 6.9 dargestellt sind, in Tabellenform verwendet werden können. Aus den Gleichungen 6.1 und 6.2 erhält man die folgende Darstellung für die korrigierte Sinusspur  $y_{korr}$  und in ähnlicher Weise auch für die korrigierte Cosinusspur  $x_{korr}$ :

$$y = Ay \cdot y_{korr} + Oy \quad (6.15)$$

$$x = Ax \cdot x_{korr} + Ox \quad (6.16)$$

Durch einfache Umformung der letzten beiden Gleichungen erhält man die folgenden Korrekturvorschriften:

$$y_{korr} = \frac{y - Oy}{Ay} \quad (6.17)$$

$$x_{korr} = \frac{x - Ox}{Ax} \quad (6.18)$$

In den folgenden Abbildungen sind die Ergebnisse dieser Korrekturvorschriften und ihr Einfluss auf die Reduzierung der Amplituden- und Offsetfehler, und demzufolge die Verbesserung des Geschwindigkeitssignals, dargestellt. Dafür wurde mit Hilfe der vier Korrekturtabellen mit jeweils 2048-Werten (ein Korrekturwert mit 16-Bit- Datenbreite für jede Geberperiode) eine Messung wiederum bei einer Geschwindigkeit von 95 U/min durchgeführt. Nochmal wurden die Fehlergrößen in der Gleichungen 6.9 bis 6.12 im Fall einer aktivierten Groblagekorrektur berechnet. Daraufhin kann man folgende Verbesserungen deutlich erkennen:

- a) Durch Kompensation der Amplituden- und Offsetfehler sieht man in den Abbildungen 6.12 und 6.13 im Vergleich zum Kurvenverlauf der Abbildungen 6.8 und 6.9 eine deutliche Unterdrückung der beiden Amplituden- und Offsetfehler <sup>4</sup>.
- b) In Abbildung 6.14 sind die Sinus- und Cosinusspuren bei aktiver und deaktivierter Fehlerkorrektur in der X-Y-Ebene dargestellt. Man erkennt, dass durch die Groblagekorrektur der Verlauf der Sinus- und Cosinusspuren besser zentriert ist und eine bessere, kreisförmige Bahn hat.
- c) Weiterhin ist als Folge der Reduzierung der Amplitudenfehler auf Abbildung 6.15 zu erkennen, dass im Vergleich zur Abbildung 6.10 das Verhältnis der Amplitudenfehler zwischen beiden Sinus- und Cosinusspuren deutlich abgenommen hat.
- d) Wie anhand der beiden Abbildungen 6.18 und 6.21 zu erkennen ist, erreicht man durch die Reduzierung des Groblagefehlers eine gute Verbesserung des Geschwindigkeitssignals. Somit sind die Schwankungen der Geschwindigkeitssignale bzw. die Standardabweichungen unterdrückt, ausgenommen davon ist hier die hohe Geschwindigkeit. Diese kann man so interpretieren, wie im letzten Abschnitt gezeigt, dass sich die Fehleramplitude, welche bei niedriger Geschwindigkeit gemessen ist, mit steigender Geschwindigkeit ändert.

Bei den gezeigten Kurvenverläufen in den Abbildungen 6.12 und 6.13 sind jeweils immer noch geringe Abweichungen in Form von Restfehlern zu erkennen. Diese Abweichungen kann man dadurch erklären, dass die Erfassung des Groblagefehlers nicht ideal war oder dass sie durch Änderung des Fehlers innerhalb der Periode aufgerufen wird.

---

<sup>4</sup>Um eine bessere Übersicht zu bekommen, sind hier unterschiedliche Skalierungen gewählt worden.

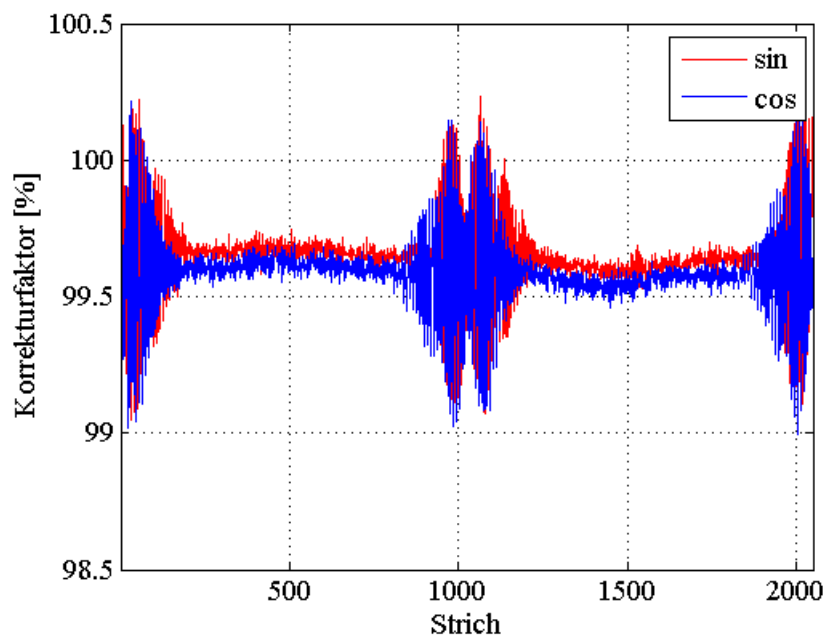


Abbildung 6.12: Korrekturfaktoren ( $1/A_y$  und  $1/A_x$ ) in Prozent für Amplitudenfehler bei aktiviertem Groblagefehler

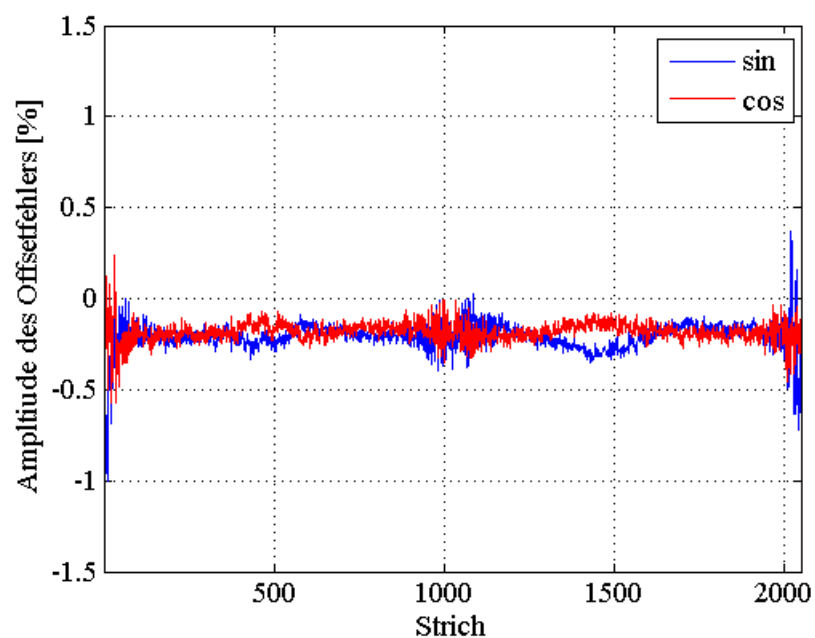


Abbildung 6.13: Offsetfehler ( $O_y$  und  $O_x$ ) in Prozent bei aktivierter Groblagekorrektur

Daher ist eine weitere Verbesserung der Genauigkeit des Geschwindigkeitssignals nur noch möglich, wenn die Amplituden- und Offsetfehler genauer erfasst werden oder

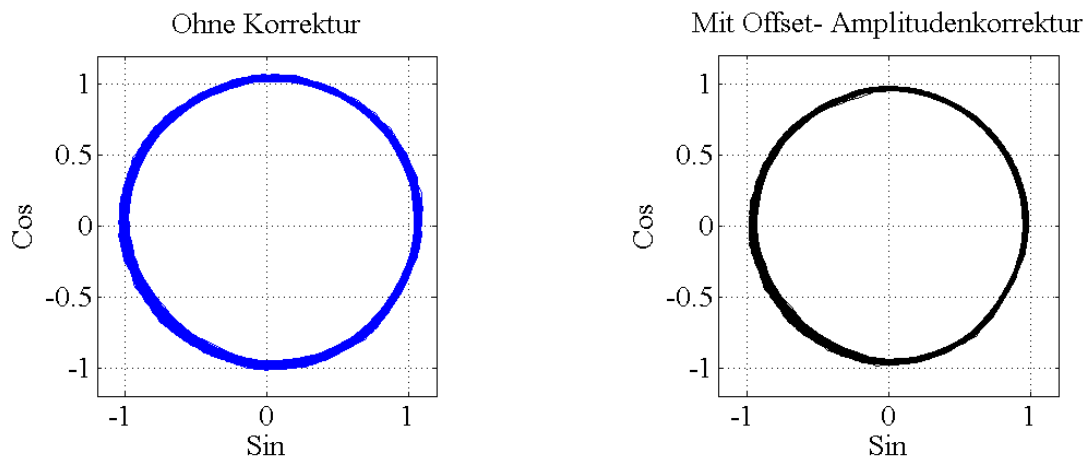


Abbildung 6.14: Darstellung der Sinus- und Cosinusspuren in der X-Y-Ebene mit deaktivierter (links) und aktiver Groblagekorrektur (rechts)

durch eine weitere zusätzliche Korrekturmaßnahme. Besonders sinnvoll ist es hier, eine zusätzliche Korrekturtabelle einzusetzen, um damit die verbleibenden Restfehler im Feinlagesignal nach der Groblagekorrektur in Abbildung 6.17 weiterhin zu reduzieren.

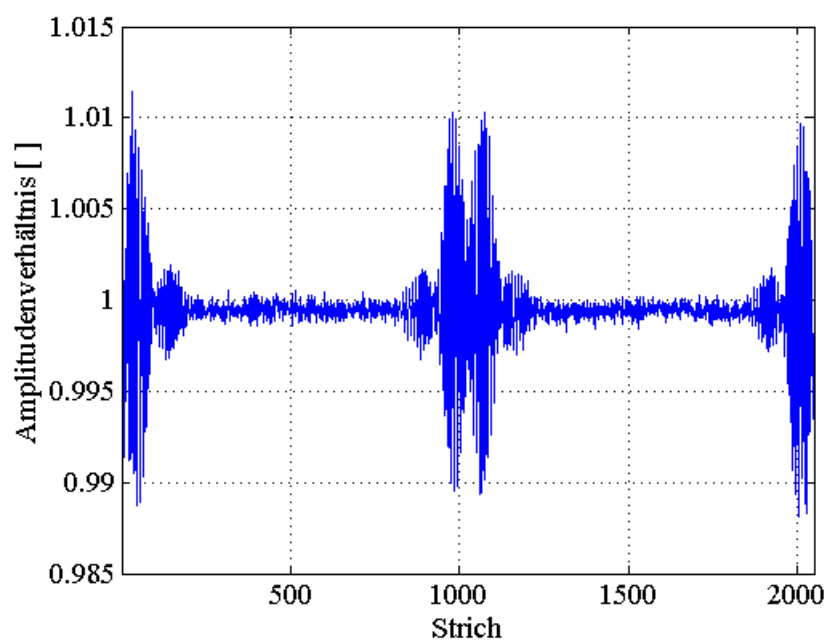


Abbildung 6.15: Verhältnis der Amplitudenfehler (Ay und Ax) bei aktivierter Groblagekorrektur

### 6.1.1.3 Kombination der Grob- und Feinlage: Tabellengestütztes Korrekturverfahren

Es hat sich im letzten Abschnitt gezeigt, dass durch die Korrektur des Groblagefehlers große Teile der Schwankung im Geschwindigkeitssignal unterdrückt werden können. Zur weiteren Reduzierung der Restfehler wird in diesem Abschnitt eine Kombination der beiden Korrekturverfahren, welche als Korrektur der Fein- und Groblagefehler schon in den letzten beiden Abschnitten dargestellt wurden, untersucht. Dafür wird zunächst das Verfahren zur Messung der Lageabweichungen in Abschnitt 6.1.1.1 innerhalb einer Signalperiode (Vgl. Abbildung 6.2) nochmal wiederholt. Darüber hinaus wird der Feinlagefehler nicht direkt anhand des fehlerbehafteten Sinus- und Cosinus signals gebildet, sondern nach der Durchführung der Groblagekorrektur, wie in Abbildung 6.16 beschrieben.

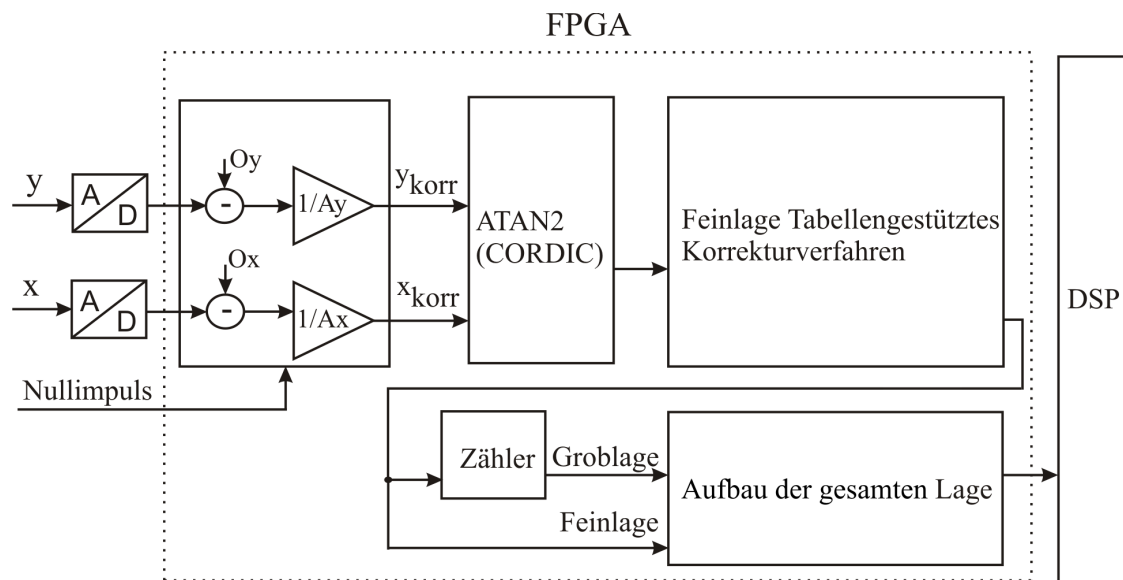


Abbildung 6.16: Blockschaftbild für die Kombination von Grob- und Feinlage Tabellengestütztes Korrekturverfahren

Zunächst werden nach der Berechnung der Feinlage die Schritte zur Messung und Berechnung eines Mittelwertes der Lageabweichungen innerhalb einer Signalperiode ähnlich wie beim tabellengestützten Verfahren für den Feinlagefehler durchgeführt. Somit erhält man die in Abbildung 6.17 dargestellten Ergebnisse. Im Vergleich zur Abbildung 6.2 sieht man deutlich den Einfluss der Groblagekorrektur durch die Reduzierung der Amplitude vom Feinlagefehler. Nach der Berechnung der Restfehler im Feinlage-signal ist es jetzt möglich, offline eine zusätzliche fünfte Fehlertabelle zu berechnen. Dabei wird ähnlich wie in Abbildung 6.3 aus den gefilterten Daten eine Tabelle mit

1024 Kompensationswerten im FPGA erstellt. Der Feinlagefehler wird dann anhand des Verlaufs im Blockschaltbild 6.16 korrigiert.

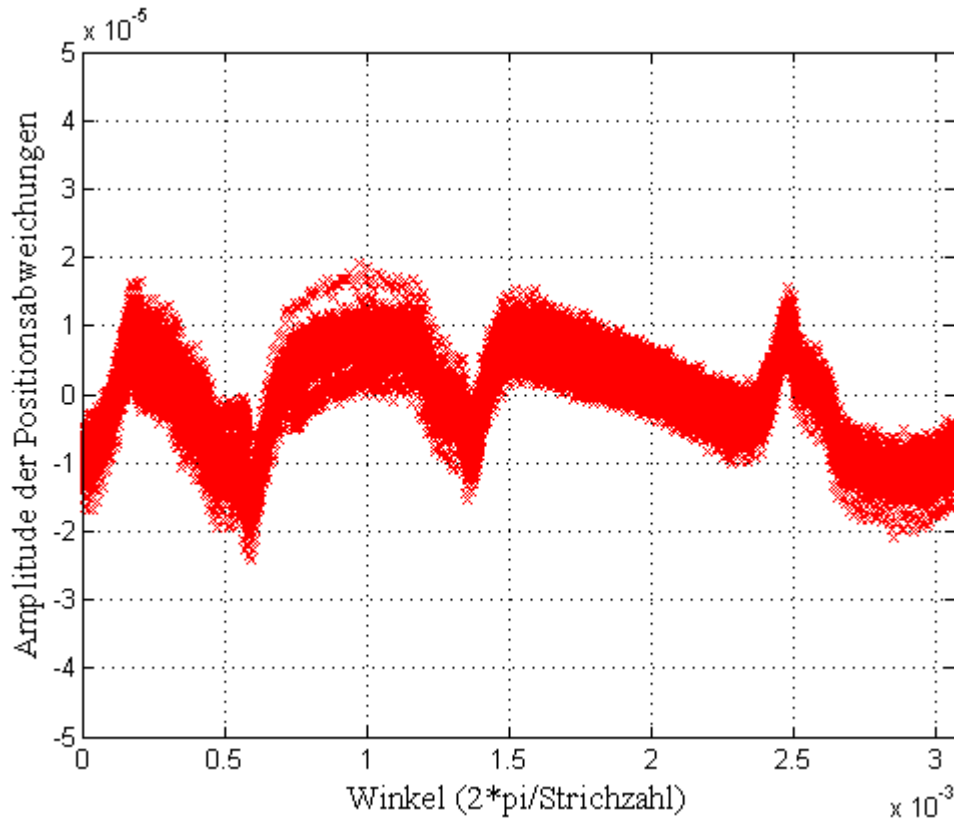


Abbildung 6.17: Lageabweichungen innerhalb einer Signalperiode der Sinus- und Cosinussignale bei geschalteter Groblagekorrektur

### Ergebnisse der Kombination des Grob- und Feinlagekorrekturverfahrens

Nachdem die Grob- und Feinlagefehler analysiert und in Form einer Tabelle gespeichert wurden, kann jetzt anhand einer Messung ein Vergleich zwischen dem bis jetzt dargestellten Korrekturverfahren und der Kombination der Verfahren realisiert werden. Als Vergleichsmaßstab dient das Geschwindigkeitssignal. Hierfür wird gleichzeitig eine Messung während einer normalen kaskadierten Geschwindigkeitsregelung aufgenommen. Die Messergebnisse sind in den folgenden Abbildungen dargestellt, und anhand dieser Ergebnisse kommt man zu den folgenden Schlussfolgerungen:

- a) In Abbildung 6.18 ist zu erkennen, dass mit steigendem Korrekturaufwand eine weitere Verbesserung des Geschwindigkeitssignals gewonnen werden kann. Die dargestellten Ergebnisse zeigen einen deutlichen Unterschied der Amplitude der

Geschwindigkeitsschwankung bei einem festen Sollwert ( $\omega = 70 \text{ rad/s}$ ) für die unterschiedlichen Korrekturverfahren.

- b) In den Abbildungen 6.19 und 6.20 sind die Frequenzzzerlegungen des Geschwindigkeitssignals bei unterschiedlichen Korrekturverfahren dargestellt und dabei ist zu erkennen, wie die Störfrequenzen mit steigendem Korrekturaufwand besser unterdrückt werden können. Dabei ist zu beachten, dass bei der Kombination der Korrekturverfahren die Effektivität der Korrekturverfahren bei hoher Geschwindigkeit abnimmt.
- c) Um die Effektivität des Kombinationsverfahren zu prüfen, ist in Abbildung 6.21 ein Vergleich der Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit für unterschiedliche Sollwerte dargestellt. Man sieht, dass die Qualität der beiden Verfahren bei hoher Geschwindigkeit abnimmt. Dieses kann man ähnlich wie im letzten Abschnitt darauf zurückführen, dass die systematischen Fehler sich mit der Geschwindigkeit ändern.

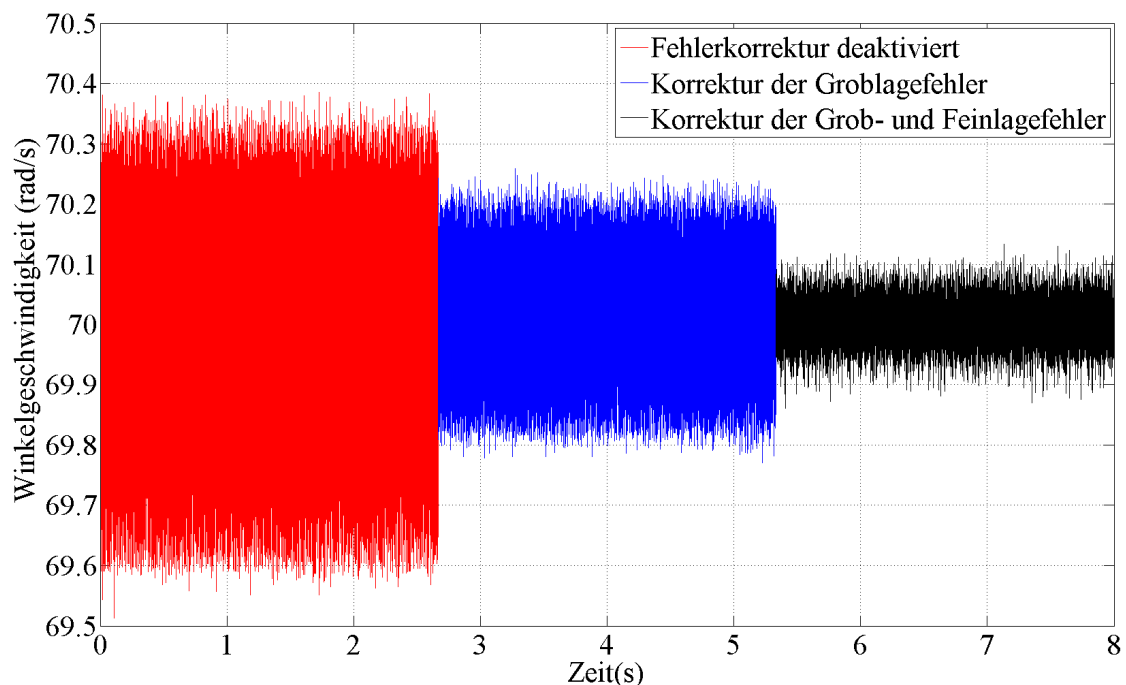


Abbildung 6.18: Vergleich der Winkelgeschwindigkeit ( $\omega = 70 \text{ rad/s}$ ) bei unterschiedlichen Korrekturverfahren: deaktivierte Fehlerkorrektur, Korrektur für Groblagefehler, und Kombination der Korrektur für Grob- und Feinlagefehler

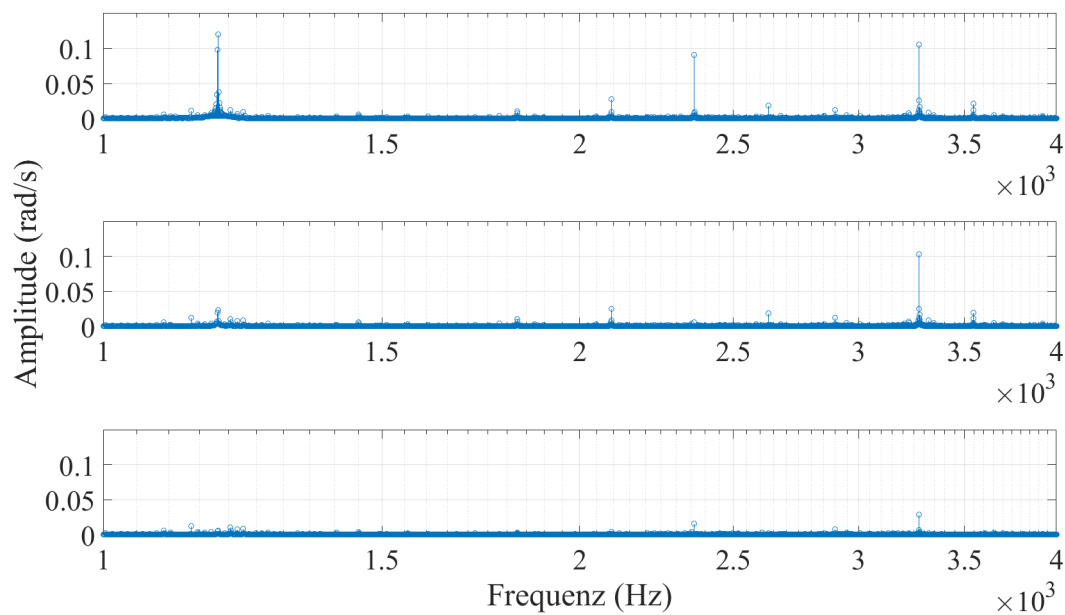


Abbildung 6.19: Frequenzzerlegung der Winkelgeschwindigkeit für  $\omega = 70$  (rad/s): deaktivierte Fehlerkorrektur (oben), Korrektur für Groblagefehler (Mitte), und Korrektur für Grob- und Feinlagefehler (unten)

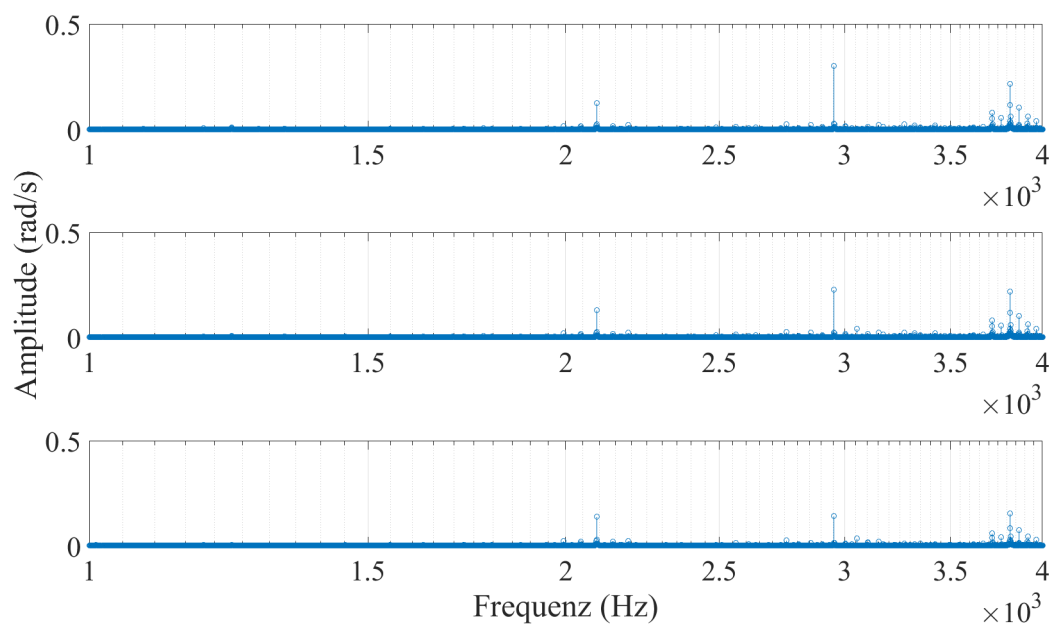


Abbildung 6.20: Frequenzzerlegung der Winkelgeschwindigkeit für  $\omega = 310$  (rad/s): deaktivierte Fehlerkorrektur (oben), Korrektur für Groblagefehler (Mitte), und Korrektur für Grob- und Feinlagefehler (Unten)



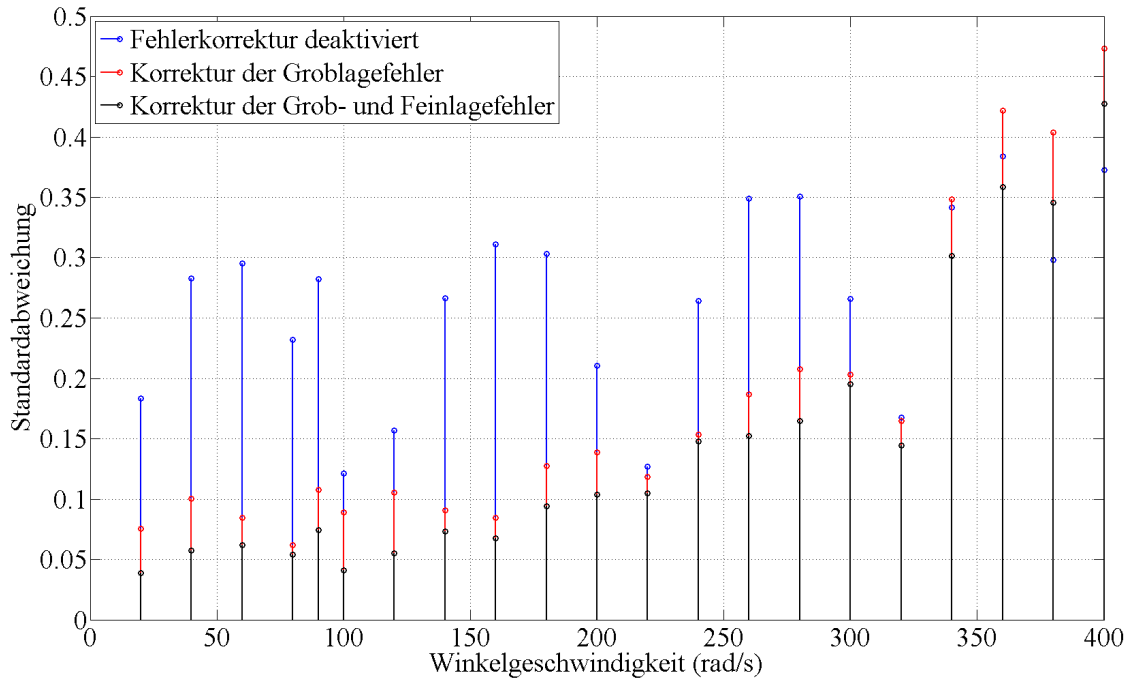


Abbildung 6.21: Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit für  $\omega$  im Bereich 10 bis 400 (rad/s) bei unterschiedlichen Korrekturverfahren: deaktivierte Fehlerkorrektur, Korrektur für Groblagefehler, und Kombination der Korrektur für Grob- und Feinlagefehler

Durch die Kombination der Grob- und Feinlage-Korrekturverfahren wird weiterhin eine große Reduzierung des Speicherbedarfs gewonnen. Statt einer gemeinsamen Tabelle mit  $k * N$  sind hier für die Beschreibung der beiden Grob- und Feinlagefehler nur 5 Tabellen mit jeweils maximal  $N = 2048$  Stützstellen ausreichend. Andererseits muss für die Korrektur der Grob- und Feinlagefehler bei hoher Geschwindigkeit immer noch eine zusätzliche Korrekturmaßnahme eingesetzt werden. Dies wird in den nächsten Abschnitten genauer erläutert.

### 6.1.2 Korrektur geschwindigkeitsabhängiger systematischer Fehler

Die bisherigen Korrekturverfahren beschränken sich auf die Korrektur der lageabhängigen systematischen Fehler der Gebersignale. Dabei haben praktische Ergebnisse bis jetzt gezeigt, dass die systematischen Fehler nicht nur von der Motorlage abhängig sind, sondern auch proportional zur Motorgeschwindigkeit ansteigen. Dementsprechend nimmt die Qualität der beiden Grob- und Feinlage-Korrekturverfahren, wie in den letzten Abschnitten dargestellt wurde, bei hohen Geschwindigkeiten deutlich ab. Daher wird in diesem Abschnitt überlegt, wie man die Änderungen systematischer Fehler mit der Geschwindigkeit verfolgen bzw. die Qualität der Korrekturverfahren trotz unterschiedlicher Geschwindigkeiten relativ konstant halten kann. Dafür werden zunächst zwei unterschiedliche Korrekturverfahren basierend auf Korrekturtabellen oder Korrekturfunktionen untersucht [14]:

#### 6.1.2.1 Multi-Tabellengestütztes Korrekturverfahren für die Feinlage

Da die Korrekturwerte der Tabellen für die beiden bis jetzt dargestellten Verfahren bei niedriger Geschwindigkeit aufgenommen wurden, ist hier die nächste Frage, wie stark sich die systematischen Fehler mit der Geschwindigkeit ändern. Dafür wurde in diesem Abschnitt zuerst untersucht, wie groß die systematischen Fehler bei unterschiedlichen Geschwindigkeitsbereichen sind. Hierbei wurde nur die Änderung bei Feinlagefehlern beobachtet und auf die Korrektur der Groblagefehler verzichtet. Als Begründung dafür seien hier die folgenden Probleme erwähnt:

- Die Frequenz der Offset- und Amplitudenfehler sind viel niedriger als die Gebergrundfrequenz und daher nicht von der Bandbreitenbeschränkung der Vorverstärkung betroffen.
- Eine Messung der Amplituden- und Offsetfehler bei hoher Geschwindigkeit ist schwieriger im Vergleich zu niedriger Geschwindigkeit. Da in diesem Fall bei Gebern mit hoher Strichzahl relativ wenig Abtastwerte innerhalb jeder Geberperiode getroffen werden, müssen bei der Messung der Spitzenwerte für jede Geberperiode mehrere Umdrehungen des Motors durchgeführt werden, um die Spitzenwerte genau zu treffen.
- Für die Korrektur des Groblagefehlers ist achtmal so viel Speicherbedarf im Vergleich zur Feinlagekorrektur nötig. Wenn man dies für jeden Geschwindigkeitsbe-

reich wiederholt, überschreitet das bei dem verwendeten FPGA den verfügbaren Speicher.

Im Folgenden wird zuerst dargestellt, wie die Lageabweichung innerhalb einer Signalperiode der Spursignale ohne zusätzlichen Referenzsensor gewonnen werden kann. Bei dem verwendeten Verfahren ist es bei der Berechnung der Lageabweichung wichtig, dass während der Messung die folgenden Bedingungen eingehalten werden:

- Eine nahezu konstante Geschwindigkeit. Wichtig ist hier nicht die Höhe der Geschwindigkeitsschwankung, sondern dass die Dynamik dieser Schwankung niedrig ist
- Keine Ausregelung der Lageabweichung
- Genug Abtastwerte innerhalb jeder Geberperiode insbesondere bei der Messung mit hohen Geschwindigkeiten

Wie im Abschnitt 6.1.1.1 erwähnt, stehen in der Literatur verschiedene Methoden für die Messung der Lageabweichung zur Verfügung. Um eine sehr gleichförmige Drehbewegung des Motors zu realisieren, und gleichzeitig die Ausregelung der Geberfehler durch den Geschwindigkeitsregler zu umgehen, wurde in diesem Abschnitt eine weitere Variante zur Messung der Lageabweichung mit Hilfe der Schwungmasse verwendet. Dabei wurde der verwendete AC-Motor, welcher mit einer zusätzlichen Schwungmasse an die Motorwelle angekoppelt wurde, mit dem Stromregelkreis bis nahezu konstanter Geschwindigkeit angefahren. Da auf diese Weise auf die Geschwindigkeitsregelung komplett verzichtet wird, ist es während der Messung wichtig, dass die Geschwindigkeitswerte ziemlich konstant sind.

Für die Messung der Lageabweichungen wurde ähnlich wie in den letzten Abschnitten ein Asynchronmotor, welcher über eine Nenndrehzahl von 4100 U/min und einen Geber mit 2048 Strichen verfügt, verwendet. Somit beträgt die Grundfrequenz des Gebers beispielsweise bei einem Drehzahlsollwert von 4000 U/min ca. 136 kHz. Dies bedeutet, dass mit einer Abtastfrequenz von 8 kHz ungefähr jede 17. Geberperiode abgetastet wird. Die Berechnung der Lageabweichung aus der Gesamtlage wurde mit Hilfe eines Regressionsverfahren nach der Methode der kleinsten Quadrate realisiert. Im nächsten Schritt wurde, ähnlich wie in Abschnitt 6.1.1, ein Mittelwert für die Lageabweichungen aller Geberperioden berechnet. Die niedrige Zahl der Abtastwerte innerhalb der Geberperioden kann man während der Messung umgehen, indem viele Umdrehungen durchgeführt werden. In dem verwendeten Prüfstand war es möglich, bei einer Abtastfrequenz von 8 kHz bis zu 24 s Messdaten zu speichern, was bei einer Drehzahl von

4000 U/min ca. 1600 Umdrehungen entspricht. Diese Anzahl ist für eine komplette Beschreibung der Lageabweichungen mit den erforderlichen Stützstellen ausreichend.

Im FPGA dagegen ist die Rekonstruktion der beiden Spursignale aufgrund der hohen Abtastrate möglich, da, wie im Kapitel 5 erwähnt, das FPGA-Board über A/D-Wandler mit einer Datenrate von 10MSamples/s verfügt. Somit stehen bei 4000 U/min ca. 73 Abtastwerte innerhalb jeder Geberperiode zur Verfügung. Demzufolge kann das Detektieren und Zählen der einzelnen Geberperioden für die Berechnung der Groblage bzw. der Gesamtlage ohne Problem durchgeführt werden.

In den folgenden drei Abbildungen wird anhand der praktischen Ergebnisse für drei unterschiedliche Fälle bezüglich des Korrekturaufwandes der Mittelwert aller Lageabweichungen innerhalb der mechanischen Umdrehung des Motors jeweils bei unterschiedlichen Geschwindigkeitssollwerten dargestellt.

Im ersten Fall in Abbildung 6.22 sind die Feinlagefehler ohne Grob- oder Feinlagekorrektur dargestellt. Zu bemerken ist der Anstieg der Fehleramplitude mit steigender Geschwindigkeit, besonders in der Nähe einer bestimmten Stützstelle. Dies kann man so interpretieren, dass die Amplitude der Oberwellen des Geberspursignals unterschiedlich zur Geschwindigkeitsänderung reagiert bzw. vergrößert wird. Der Anstieg der Fehleramplitude mit steigender Geschwindigkeit ist vermutlich auf Resonanzüberhöhung im Analogverstärker zurückzuführen.

Der zweite Fall wird in Abbildung 6.23 dargestellt. Der Unterschied gegenüber der Messung aus der letzten Abbildung liegt in der vorgesehenen Groblagekorrektur. Daher sieht man hier wegen der Korrektur der Groblagefehler auch eine Unterdrückung der Feinlagefehler. Aus diesen Messwerten werden die Korrekturtabellen für Restfehler im Feinlagesignal für die unterschiedlichen Geschwindigkeitsbereiche offline (ähnlich wie im Abschnitt 6.1.1) ermittelt. Somit hat man hier im Vergleich zum letzten Abschnitt auch eine Kombination der Grob- und Feinlage-Korrekturverfahren mit dem Unterschied, dass hier verschiedene Feinlage-Korrekturtabellen für die betreffenden Geschwindigkeitsbereiche (Bereichsbreite jeweils 20 rad/s) zur Verfügung stehen.

Der dritte Fall wird in Abbildung 6.24 dargestellt. Anhand von fünf Korrekturtabellen (vier für Groblage, eins für Feinlage) für eine Kombination der Grob- und Feinlage-Korrekturverfahren wurde untersucht, wie stark die Feinlagefehler bei verschiedenen Geschwindigkeiten unterdrückt werden können. Im Vergleich zum Ergebnis aus Abbildung 6.23 ist hier nur eine leichte Verbesserung der Fehleramplitude zu verzeichnen.

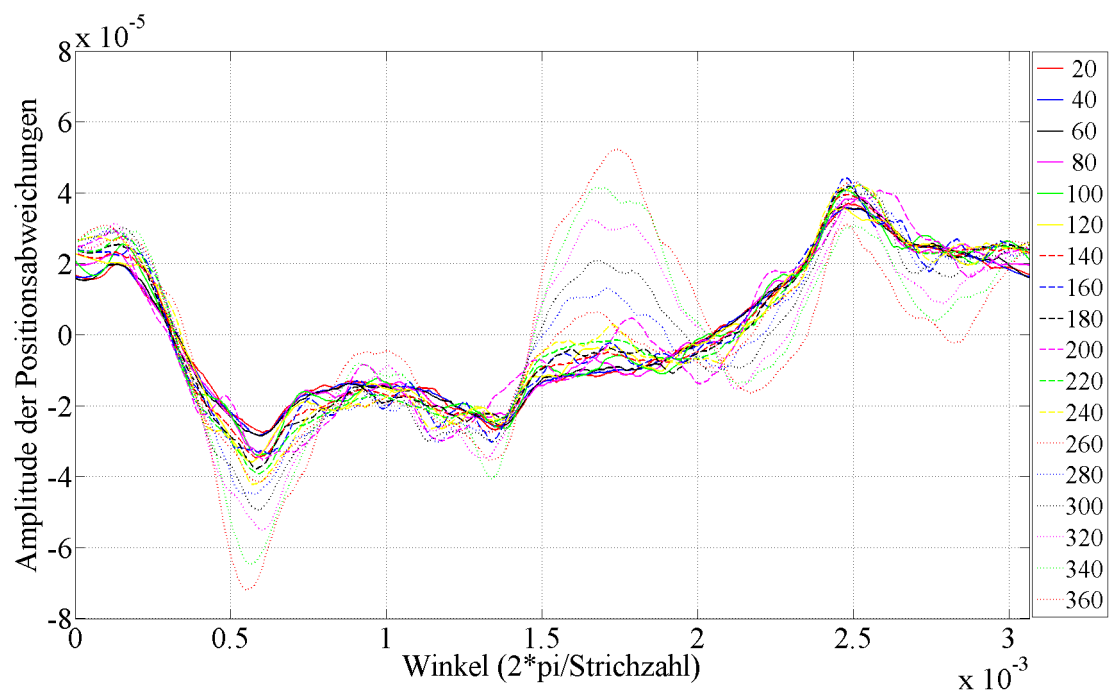


Abbildung 6.22: Lageabweichungen innerhalb einer Signalperiode der Spursignale über dem Winkel bei unterschiedlichen Geschwindigkeiten ohne Fehlerkorrektur

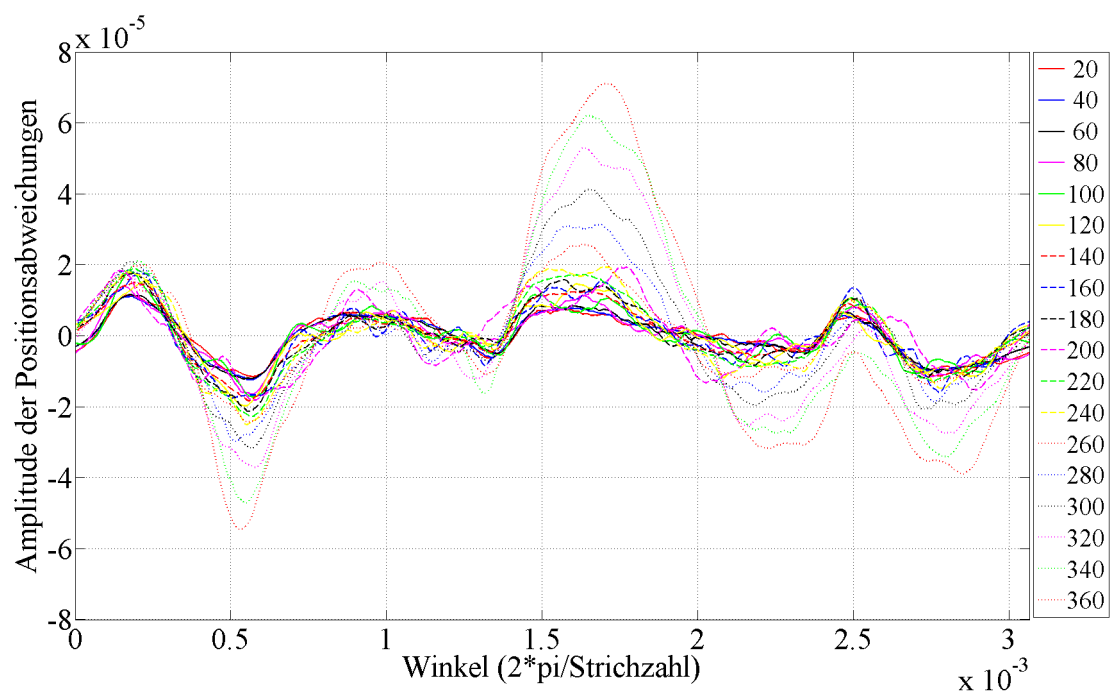


Abbildung 6.23: Lageabweichungen innerhalb einer Signalperiode der Spursignale über dem Winkel bei unterschiedlichen Geschwindigkeiten mit Korrektur des Grobblatfehlers

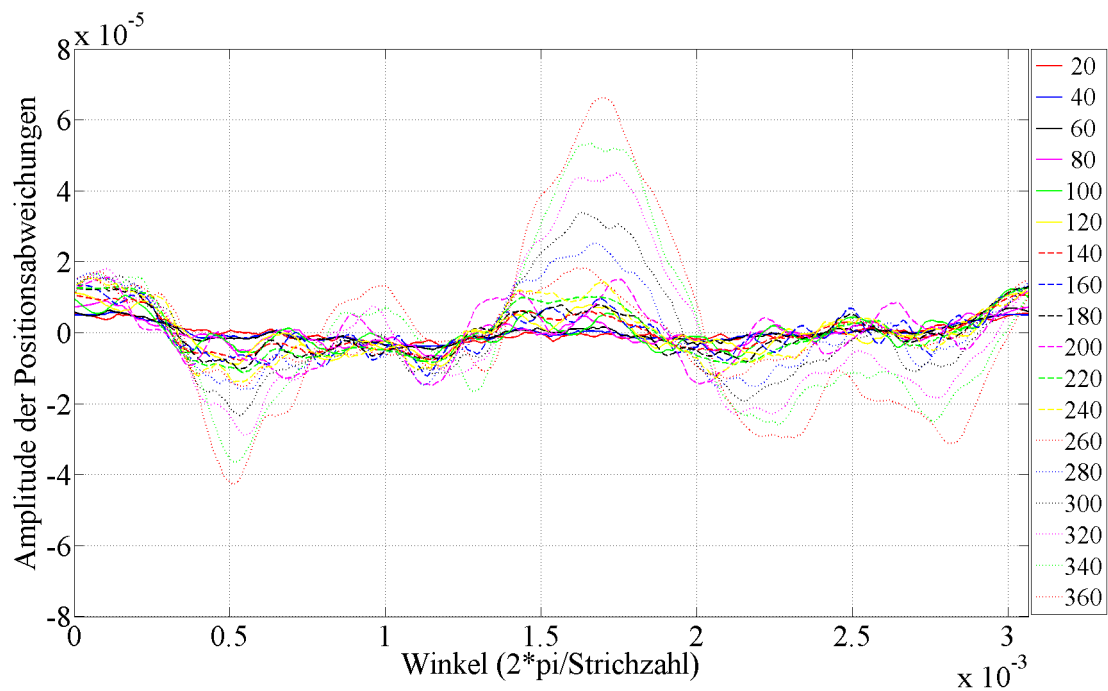


Abbildung 6.24: Lageabweichungen innerhalb einer Signalperiode der Spursignale über dem Winkel bei unterschiedlichen Geschwindigkeiten im Fall einer Kombination der Grob- und Feinlage Korrekturverfahren

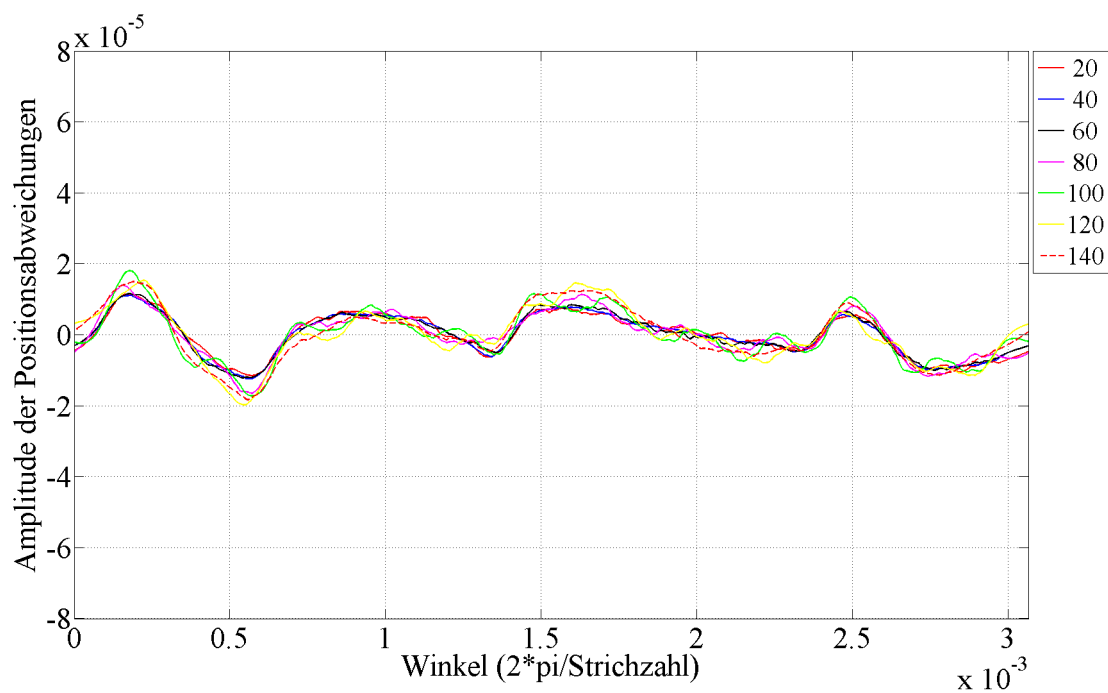


Abbildung 6.25: Lageabweichungen innerhalb einer Signalperiode der Spursignale über dem Winkel bei  $\omega = 20$  bis  $140$  (rad/s) bei Korrektur nur für Groblagefehler

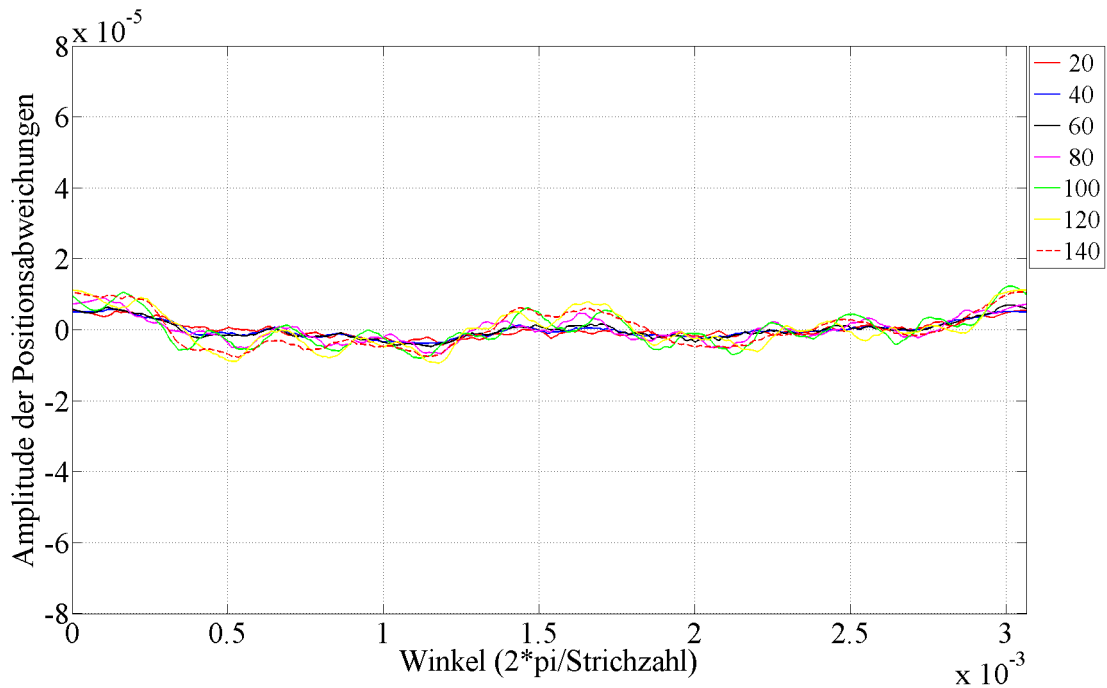


Abbildung 6.26: Lageabweichungen innerhalb einer Signalperiode der Spursignale über dem Winkel bei  $\omega = 20$  bis  $140$  (rad/s) im Fall der Kombination der Grob- und Feinlage-Korrekturverfahren

Um diese Ergebnisse besser zu interpretieren bzw. Unterschiede zu verdeutlichen, sind in den Abbildungen 6.25 und 6.26 die Messergebnisse aus den Abbildungen 6.23 und 6.24, und zwar nur für den niedrigen Geschwindigkeitsbereich, nochmal dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Kombination der Korrekturverfahren im niedrigen Geschwindigkeitsbereich besser ist.

### Ergebnisse des Multi-Tabellengestützten-Korrekturverfahren

Nachdem die Korrekturtabellen aus den Messergebnissen in Abbildung 6.23 für die unterschiedlichen Geschwindigkeitsbereiche ermittelt und im FPGA gespeichert wurden, kann jetzt das Multi-Tabellengestützte Korrekturverfahren untersucht werden. In Abbildung 6.27 ist das Blockschaltbild des Verfahrens verdeutlicht. Anhand der absoluten Lage wird zuerst der Groblagefehler der beiden Sinus- und Cosinus Spuren kompensiert, und folglich die Feinlage berechnet und dadurch, abhängig vom aktuellen Geschwindigkeitsbereich, der Korrekturwert aus der entsprechenden Korrekturtable gelesen und mit ihm der Feinlagefehler kompensiert. Umschalten der Feinlage-Korrekturtable erfolgt mit Hilfe der aktuellen in DSP berechneten Geschwindigkeit.

Die ersten Messergebnisse des Multi-Tabellengestützten-Verfahrens sind in Abbildung 6.28 dargestellt. Wenn man diese Ergebnisse mit den Messungen für die Restfehler in

den Feinlagen aus den beiden Abbildungen 6.23 und 6.24 vergleicht, ist ersichtlich, dass die Restfehler, besonderes bei den hohen Geschwindigkeitsbereichen mit Hilfe des Multi-Tabellengestützten-Verfahrens besser unterdrückt werden können.

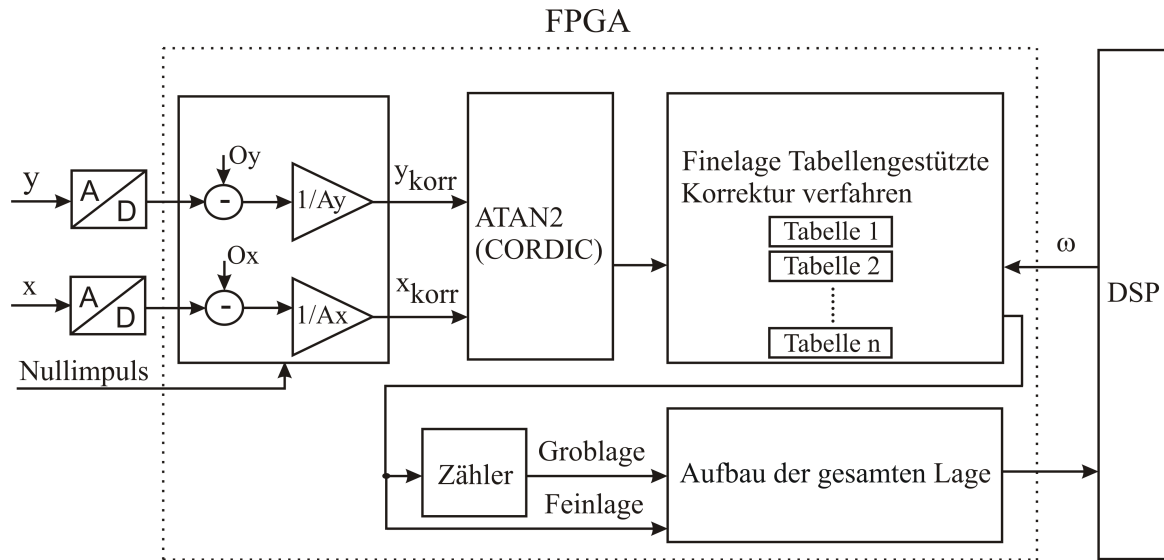


Abbildung 6.27: Blockschaftbild für Multi-Tabellengestütztes-Verfahren

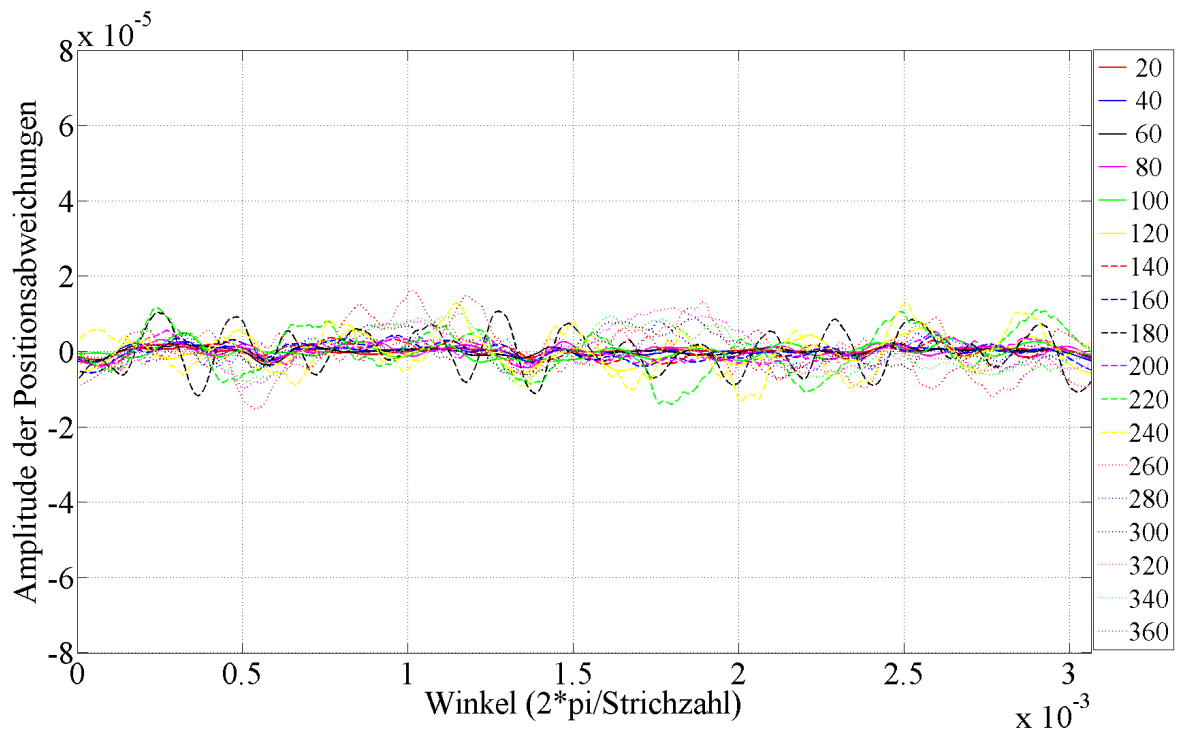


Abbildung 6.28: Lageabweichungen innerhalb einer Signalperiode der Spursignale über dem Winkel im Fall mehrerer Korrekturtabellen für unterschiedliche Geschwindigkeiten



Weiterhin wird der Einfluss der Fehlerunterdrückung auf die Qualität des Geschwindigkeitssignals anhand der dargestellten Ergebnisse in Abbildung 6.29 verdeutlicht. Um hier die Unterschiede im Verhalten des Geschwindigkeitssignals im Vergleich zu den Ergebnissen aus Abschnitt 6.1.1 besser darzustellen, sind die Messergebnisse aus Abbildung 6.21 nochmals dargestellt. So wird deutlich, dass die Standardabweichung des Geschwindigkeitssignals für das Multi-Tabellengestützte-Verfahren sich relativ konstant gegenüber den anderen Korrekturverfahren verhält. Besonders ist hier, dass der Geschwindigkeitsbereich größer als  $\omega = 300 \text{ rad/s}$  ist. Die Qualität der beiden Korrekturverfahren, welche in Abschnitt 6.1.1 dargestellt wurden, ist stark zurückgegangen, wobei die Standardabweichung des Geschwindigkeitssignals für die Korrektur mit der Multi-Tabelle relativ konstant geblieben ist.

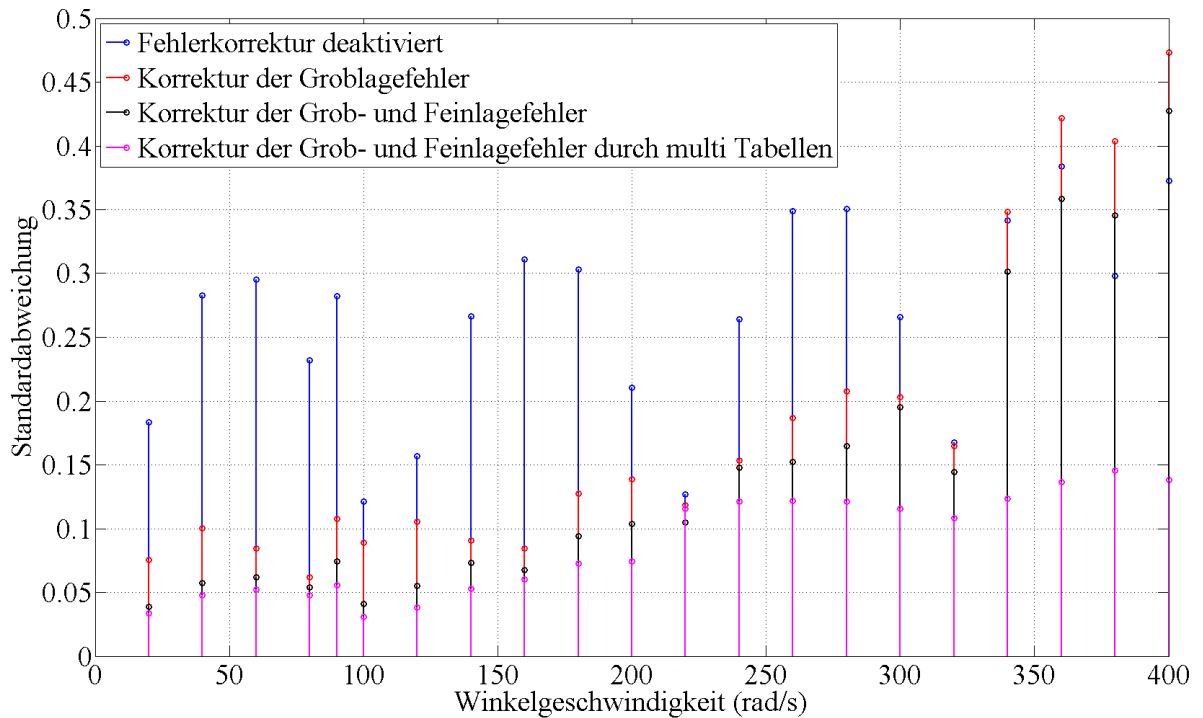


Abbildung 6.29: Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit (rad/s) für  $\omega = 10$  bis 400 (rad/s) für die Fälle: deaktivierte Fehlerkorrektur, Korrektur nur für Groblagefehler, und Korrektur für Grob- und Feinlagefehler, Korrektur für Grob- und Feinlagefehler mit Multi-Tabellen für Feinlagefehler

### 6.1.2.2 Feinlage Korrekturfunktionen

Ein weiteres Korrekturverfahren für geschwindigkeitsabhängige systematische Fehler wird in diesem Abschnitt erläutert. Im Gegensatz zu den Multi-Tabellengestützten Korrekturverfahren wird hier keine Tabelle für die Korrektur der Feinlage eingesetzt. Die Restfehler in der Feinlage, welche in Abbildung 6.23 dargestellt sind, müssen hier innerhalb jedes Regeltaktes online durch eine Summe von Sinus- und Cosinusfunktion berechnet werden. Bevor die Messergebnisse dieses Korrekturverfahrens dargestellt werden, werden zunächst die Schritte zur Berechnung der Koeffizienten für die Summe der Sinus- und Cosinusfunktionen erläutert. Eine periodische Funktion kann mit Hilfe des Matlab-Befehls „fit“ durch eine Summe von acht Sinusfunktionen mit zunehmender Frequenz approximiert werden:

$$f(t) = \sum_{m=1}^i A_m \cdot \sin(m \cdot \omega_0 \cdot t + \phi_m) \quad (6.19)$$

Mit:

$A_m$  : Die Amplitude der Sinusfunktion

$\omega_0$  : Die Grundfrequenz der Signale

$\phi_m$  : Die Phasenverschiebung

$i$  : die Anzahl der Harmonischen in der Reihe

Die letzte Gleichung ist ein Sonderfall der Gleichung für Fourier-Reihe (Anhang B). Der Hauptunterschied in der letzten Gleichung im Vergleich zur Fourier-Reihe besteht darin, dass die Summe der Sinusfunktionen hier nur acht Sinusfunktionen umfasst, und keine Offset-Konstante beinhaltet.

Um die Phasenverschiebung in dieser mathematischen Beschreibung zu eliminieren, wird die letzte Gleichung zunächst mit Hilfe des Additionstheorems zerlegt:

$$f(t) = \sum_{m=1}^i A_m \cdot \cos(\phi_m) \sin(m \cdot \omega_0 \cdot t) + \sum_{m=1}^i A_m \cdot \sin(\phi_m) \cos(m \cdot \omega_0 \cdot t) \quad (6.20)$$

Das Produkt der Amplitude ( $A_m$ ) mit den Sinus- oder Cosinusfunktionen, welche von der Phasenverschiebung ( $\phi_m$ ) abhängig sind, kann man als Konstante definieren. Vorausgesetzt ist hier aber eine konstante Geschwindigkeit  $\omega_0$ :

$$h_{mc} = A_m \cdot \cos(\phi_m) , \quad h_{ms} = A_m \cdot \sin(\phi_m) \quad (6.21)$$

Somit bekommt man:

$$f(t) = \sum_{m=1}^i h_{mc} \cdot \sin(m \cdot \omega_0 \cdot t) + \sum_{m=1}^i h_{ms} \cdot \cos(m \cdot \omega_0 \cdot t) \quad (6.22)$$

Anhand der letzten Gleichung können wir zunächst den Restfehler in der Feinlage für einen Sinus-Cosinus-Geber mit der Strichanzahl  $k$ , und bei einer konstanten Geschwindigkeit  $\omega_{enk}$  des Drehgebers durch folgenden mathematischen Zusammenhang beschreiben:

$$\Delta\varepsilon(t) = \sum_{m=1}^i h_{mc} \cdot \sin(m \cdot \omega_{enk} \cdot t) + \sum_{m=1}^i h_{ms} \cdot \cos(m \cdot \omega_{enk} \cdot t) \quad (6.23)$$

Wobei

$$\varepsilon_g = \omega_{enk} \cdot t \quad (6.24)$$

Die Gleichung 6.23 hat als Variable nur die Feinlage  $\varepsilon_g$ . Somit ist die Bestimmung des Feinlagefehlers bei konstantem Geschwindigkeitssollwert nur vom aktuellen Feinlagewert abhängig. In Abbildung 6.30 sind die Amplituden der 1. bis 8. Harmonischen aus den beiden Gleichungen 6.21 für den Restfehler in der Feinlage bei unterschiedlichen Geschwindigkeiten dargestellt. Die unterschiedlichen Maßstäbe sind hier gewählt worden, um damit eine bessere Übersichtlichkeit zu erzielen. Dabei ist zu erkennen, dass die Amplitude der Koeffizienten sich proportional zur Geschwindigkeit stark verändert. Besonders wichtig ist hier die Änderung der Amplitude bei den ersten vier Harmonischen, da diese größere Amplitudenwerte im Vergleich zu den Harmonischen mit höherer Frequenz haben.

Dies wird noch mal verdeutlicht in den beiden Abbildungen 6.31 und 6.32. Dabei ist der absolute Betrag der Amplitude für alle Harmonischen über der Frequenz dargestellt. Anhand dieser Darstellung wird ersichtlich, dass bei Regression der Feinlagefehler mit der „Fit“-Funktion manchmal Harmonische mit hohen Frequenzen ( $i \geq 8$ ) auftreten. Diese Komponenten sind bei der Berechnung der Korrekturfunktionen zu vernachlässigen, da diese Harmonischen meistens nicht in allen Geschwindigkeitsbereichen auftreten und auch relativ kleine Amplituden im Vergleich zu den ersten acht Harmonischen ( $i \leq 8$ ) aufweisen. Um jetzt die gemessenen Restfehler im Feinlagesignal (vgl. Abbildung 6.23) anhand der Gleichung 6.23 online proportional zur Geschwindigkeitsänderung ständig zu berechnen, muss die Änderung der Amplitudenwerte in Abbildung 6.30 verfolgt werden.

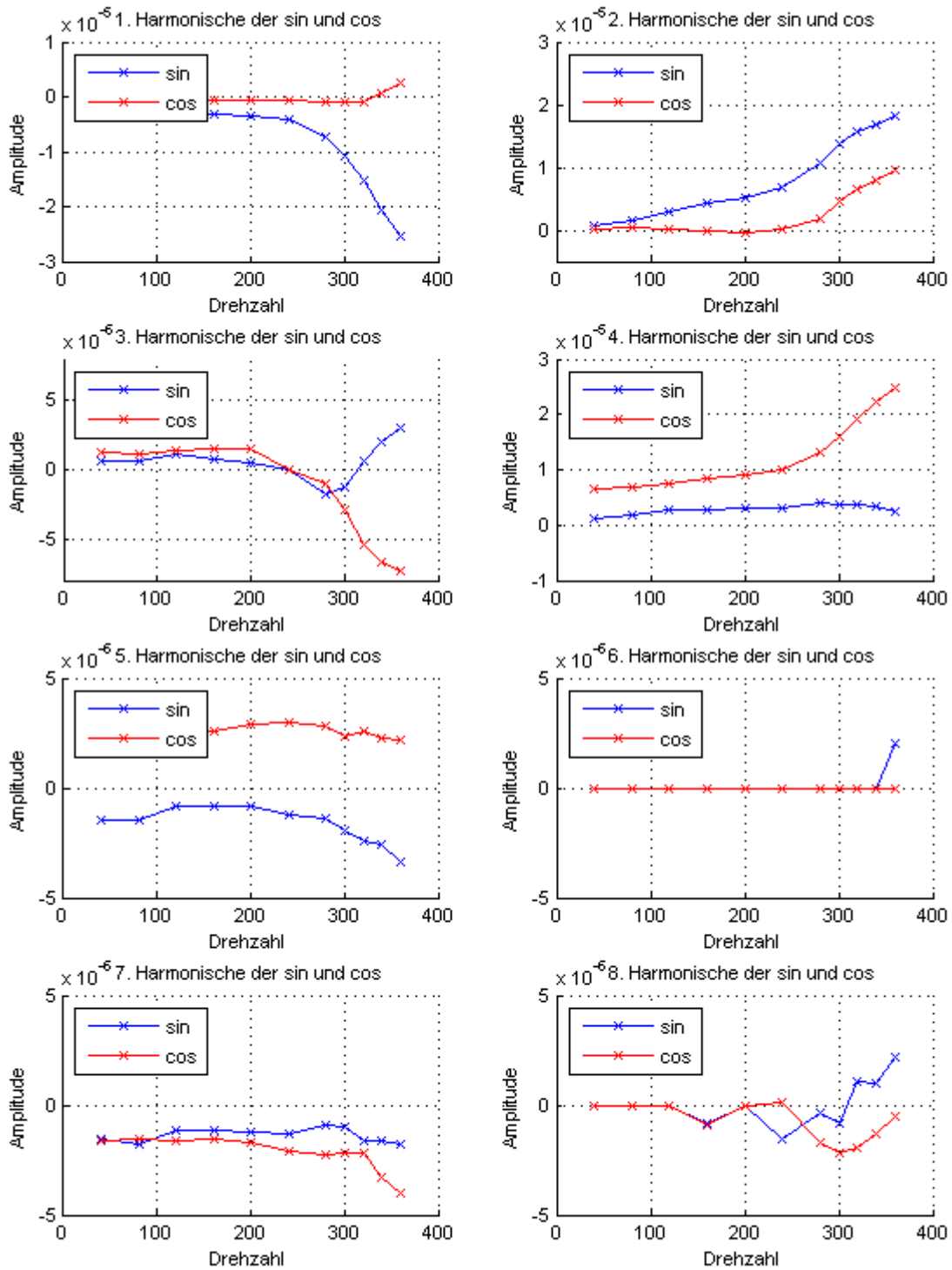
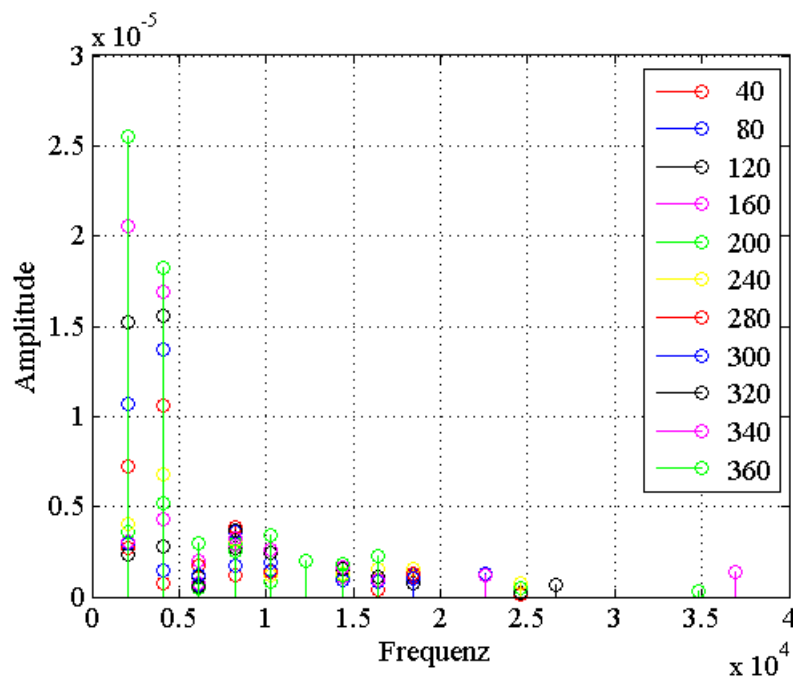
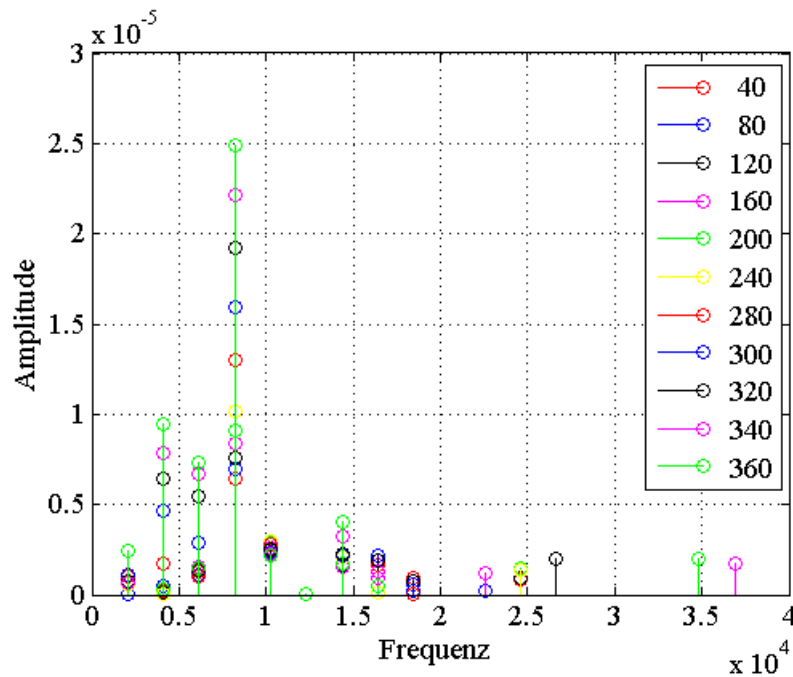


Abbildung 6.30: Die Amplitude der Koeffizienten  $h_{ms}$  und  $h_{mc}$  für  $m = 1$  bis 8 bei vorgeschalteter Groblagekorrektur

Abbildung 6.31: Der absolute Betrag von  $h_{ms}$  bei vorgeschalteter GroblagekorrekturAbbildung 6.32: Der absolute Betrag von  $h_{mc}$  bei vorgeschalteter Groblagekorrektur

Dafür wird zunächst anhand der Regressionsanalyse versucht, ein mathematisches Modell für den Zusammenhang zwischen der Einflussgröße (Geschwindigkeit) und der Zielgröße (die Koeffizienten  $h_{mc}$  und  $h_{ms}$ ) anzupassen. Die Parameter des mathematischen

Modells müssen so angepasst werden, dass eine bestmögliche Beschreibung der Daten erfolgt. Darüberhinaus wurde in dieser Arbeit versucht, einen Kompromiss zwischen der Ordnung des mathematischen Modells und der Rechenzeit, die für die Durchführung dieses Modells im DSP nötig ist, zu erreichen. Daher wurde die Regression für alle Kurvenverläufe, wie in Gleichungen 6.25 und 6.26 verdeutlicht, durch eine polynome Regression erster Ordnung (lineare Regression) oder zweiter Ordnung (Parabel) realisiert. Dies war für die Realisierung der oben beschriebenen Korrekturfunktionen bei der praktischen Messung ausreichend und gleichzeitig auf dem DSP von der Rechenzeit her vertretbar.

$$h_m = a_m \cdot \omega^2 + b_m \cdot \omega + c_m \quad (6.25)$$

$$h_m = a_m \cdot \omega + b_m \quad (6.26)$$

wobei  $m$  steht für die Nummer der Harmonischen. Als Beispiel für die Ausgleichsrechnung ist in Abbildung 6.33 eine Ausgleichsrechnung der  $a_{2s}$  Koeffizienten für die der zweiten Harmonischen in Gleichung 6.22 dargestellt. Hier ist eine lineare Ausgleichung wenig sinnvoll, Daher wird man sich zu Recht für einen quadratischen Lösungsansatz in Form einer Ausgleichs- oder Regressionsparabel (Gleichung 6.25) entscheiden. Vor einem Einsatz der berechneten Koeffizienten der Regression ist es ratsam, die Funktion der Ausgleichsrechnungen anhand einer Simulation zu überprüfen. Dazu werden die Restfehler im Feinlagesignal bei unterschiedlicher Geschwindigkeit anhand der Koeffizienten von Gleichung 6.25 oder 6.26 und dann der Gleichung 6.23 mit der Matlab-Software berechnet. Die Ergebnisse dazu werden in Abbildung 6.34 dargestellt.

Um dabei eine bessere Beurteilung über die Funktionsanpassung für die gemessenen Daten zu treffen, wurden die Messergebnisse aus der Abbildung 6.23 nochmal mit den Simulationsergebnissen in Abbildung 6.34 dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Restfehler, welche durch die Funktionsanpassung gerechnet wurden, gut zu den gemessenen Daten passen. Darüber hinaus ist nur noch geringe Abweichung zu den gemessenen Daten zu bemerken (vgl. Abbildung 6.34, unten). Diese Abweichung kann verringert werden, indem man bei der Regression beider Koeffizienten ( $h_{mc}$  und  $h_{ms}$ ) eine Polynomfunktion höherer Ordnung einsetzt oder statt eines Regressionsverfahrens ein Interpolationsverfahren verwendet, wobei in dieser Arbeit die beiden Methoden nicht eingesetzt wurden, um die Berechnung der Parameter zu vereinfachen und demzufolge die Rechenzeit im DSP (Online) zu reduzieren.

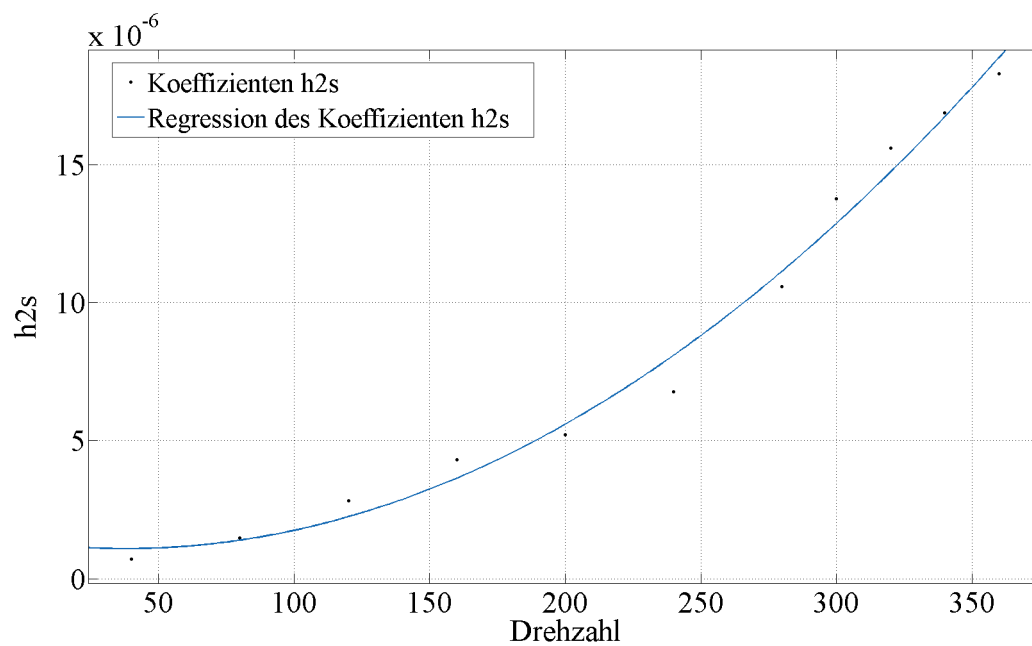


Abbildung 6.33: Ausgleichsrechnung der  $h_{2s}$  Koeffizienten mit polynomer Regression zweiter Ordnung

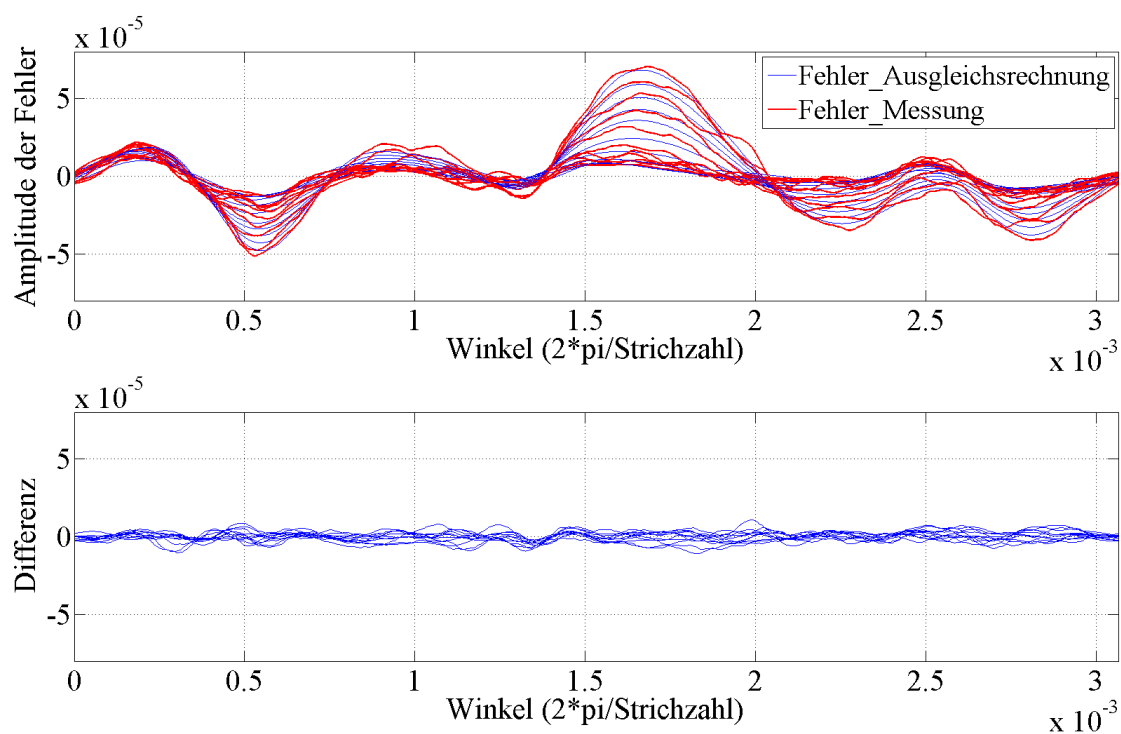


Abbildung 6.34: Vergleich zwischen der anhand der Funktionsanpassung berechneten Restfehler im Feinlagesignal und den gemessenen Restfehlern (oben), Differenz zwischen den beiden berechneten und gemessenen Restfehlern (unten).

## Ergebnisse der Korrekturfunktionen für geschwindigkeitsabhängige systematische Fehler

Nachdem nun die Restfehler in der Feinlage durch Ausgleichsfunktionen beschrieben sind, und die Koeffizienten dazu anhand einer Polynomanpassung definiert wurden, werden in diesem Abschnitt die praktischen Messwerte präsentiert. Dazu werden die Schritte des schematischen Ablaufs in Abbildung 6.35 realisiert. Es soll hier, wie schon im letzten Abschnitt erwähnt, keine Tabelle für die Korrektur der Restfehler im Feinlagesignal benutzt werden. Es wurden nur vier Korrekturtabellen für die Korrektur der Groblage in Echtzeit benutzt. Direkt nach der Groblagefehler-Korrektur wird durch den Cordic Algorithmus die Feinlage berechnet.

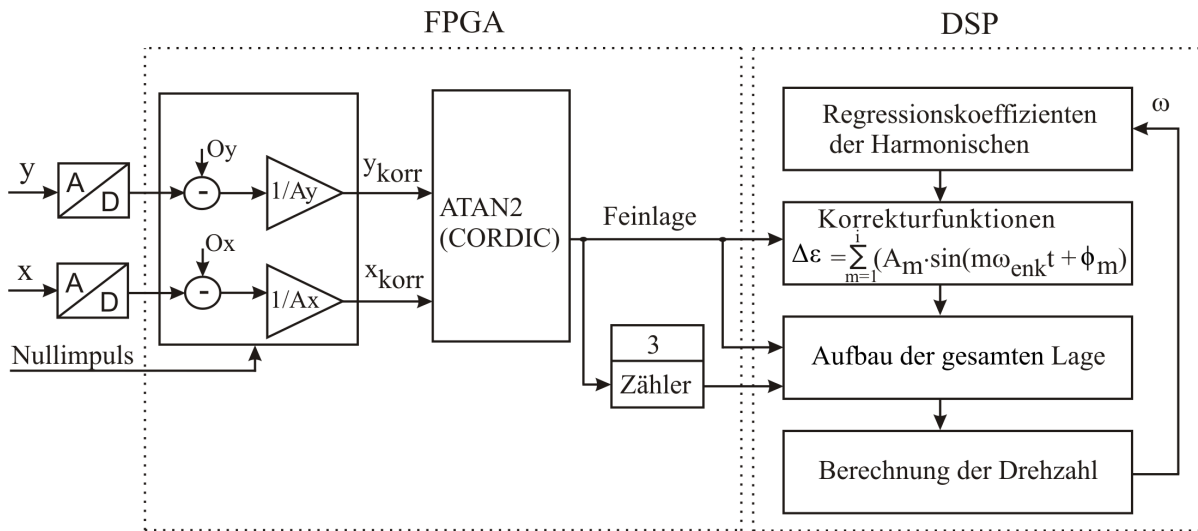


Abbildung 6.35: Blockschaltbild für das Korrekturfunktionsverfahren

In einem zweiten Korrekturschritt werden die Restfehler in der Feinlage mit Hilfe der Korrekturfunktion kompensiert. Dieser Schritt wurde wegen des großen Rechenaufwandes im DSP anstatt im FPGA programmiert. Dafür wurden zuerst mit Hilfe der offline berechneten Koeffizienten und des Geschwindigkeitswertes aus dem letzten Regeltakt die Koeffizienten  $h_{ms}$  und  $h_{mc}$  der Korrekturfunktionen berechnet. Als nächstes werden die Restfehler in der Feinlage anhand der Summe aus Sinus- und Cosinusfunktion berechnet und von der gemessenen Feinlage subtrahiert. Anhand dieser Ergebnisse kommt man zu folgenden Schlussfolgerungen:

- Die Verbesserung der Fehlerunterdrückung ist deutlich gegenüber dem gemessenen Restfehler in Abbildung 6.23 zu erkennen. Die Amplitude der verbleibenden Fehler ist in Abbildung 6.37 dargestellt. Man erkennt, dass die Restfehler relativ



stationär und deutlich kleiner geworden sind. Dies trifft auf alle Geschwindigkeitsbereiche zu, wobei hier, um einen besseren Vergleich zwischen den beiden erwähnten Abbildungen zu ermöglichen, die gleichen Maßstäbe gewählt wurden.

- Zur Abbildung 6.36 ist hier anzumerken, dass die Amplitude der Koeffizienten durch Reduzierung der Amplitude der Restfehler im Vergleich zur Abbildung 6.30 deutlich kleiner wird. Diese Verbesserung ist nochmals dargestellt in den beiden Abbildungen 6.38 und 6.39, im Vergleich zu den Abbildungen 6.31 und 6.32.
- Durch Vergleich der Amplitude der verbleibenden Fehler in Abbildung 6.37 mit der Abweichung zwischen den gemessenen Fehlern und der durch die Ausgleichsfunktion berechneten Fehler (vgl. Abbildung 6.35) hat sich gezeigt, dass die Simulationen und die praktischen Messungen sehr gut übereinstimmen.
- Als Beispiel für eine Unterdrückung der Geschwindigkeitsänderung zeigt Abbildung 6.40, dass die Geschwindigkeitserfassung bei hoher Geschwindigkeit deutlich bessere Geschwindigkeitssignale liefert.
- Durch Vergleich des Effektivwertes des Phasen-Stroms im Leerlauf bei unterschiedlichen Korrekturverfahren in Abbildung 6.40 verbessert sich der Stromverbrauch, nach Abbildung 6.41 mit Korrekturfunktion um etwa 6 Prozent im Vergleich mit dem gemessenen Wert ohne Korrektur, und um etwa 2 Prozent im Vergleich mit dem gemessenen Wert im Fall von Kombination der Korrektur für Grob- und Feinlagefehler.
- Als Folge der Fehlerunterdrückung ist weiterhin eine deutliche Unterdrückung der Geschwindigkeitsschwankung im Vergleich zum Verfahren der Kombination von Grob- und Feinlage zu erkennen (vgl. Abbildung 6.42). Um dabei den Vorteil der Geschwindigkeitserfassung mit Korrekturfunktionen zu zeigen, wurde hier eine Vergleichsmessung unterschiedlicher Korrekturverfahren, die im früheren Abschnitt erläutert wurden, dargestellt. Zu bemerken ist weiterhin, dass sich bei hohen Geschwindigkeiten im Bereich von  $\omega \geq 180$  rad/s die Geschwindigkeitsschwankung im Falle der Korrekturfunktionen deutlich bessert und stabilisiert im Vergleich zu den anderen dargestellten Verfahren. Dagegen bietet die Geschwindigkeitserfassung mit Korrekturfunktionen bei niedrigen Geschwindigkeiten, ähnlich wie bei der Multi-Tabelle der Korrekturverfahren aus dem letzten Abschnitt, nur geringe Vorteile.

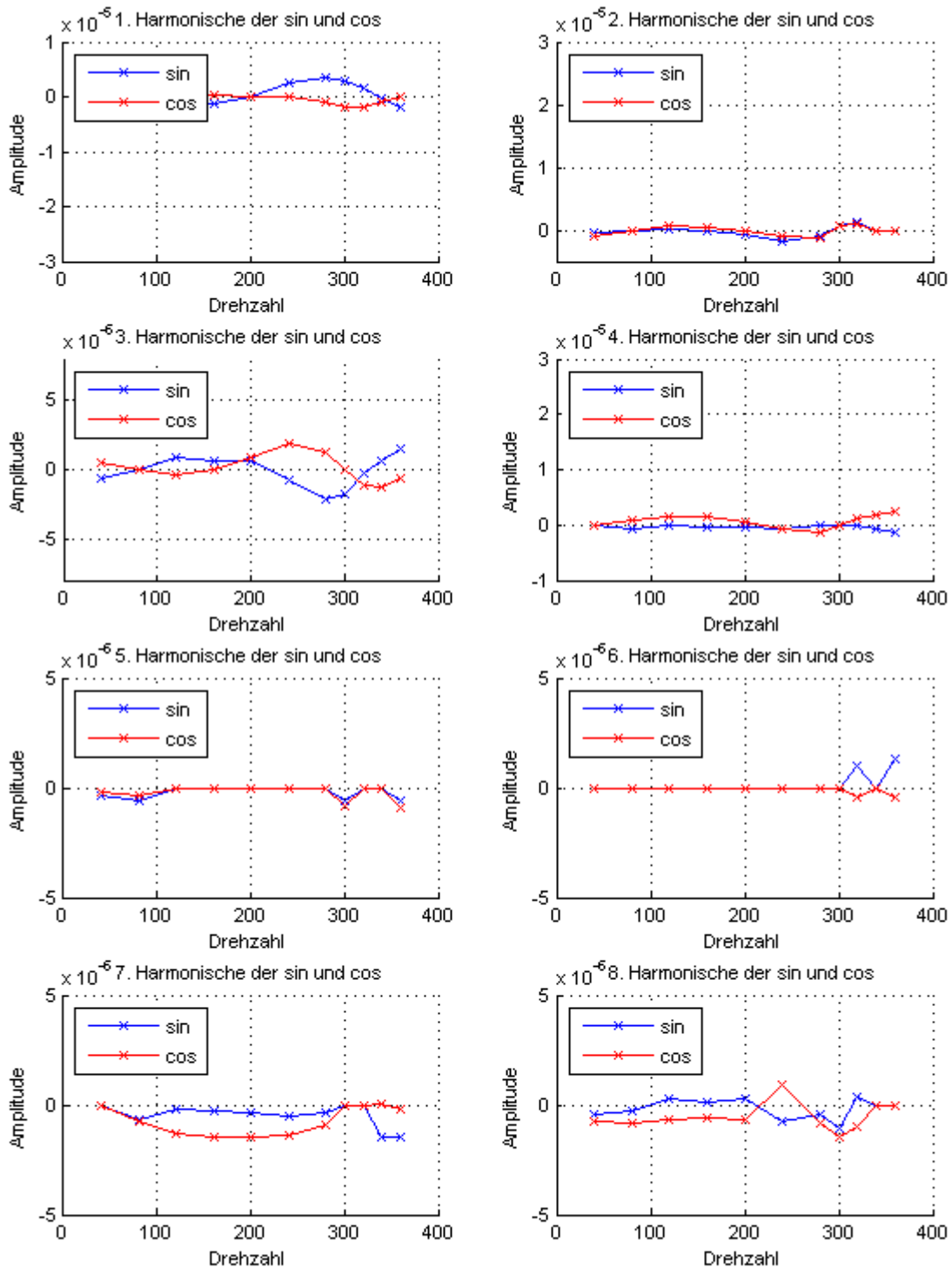


Abbildung 6.36: Die Amplituden der Koeffizienten  $h_1$  bis  $h_8$  für die Harmonische der Feinlagefehler mit Korrekturfunktion

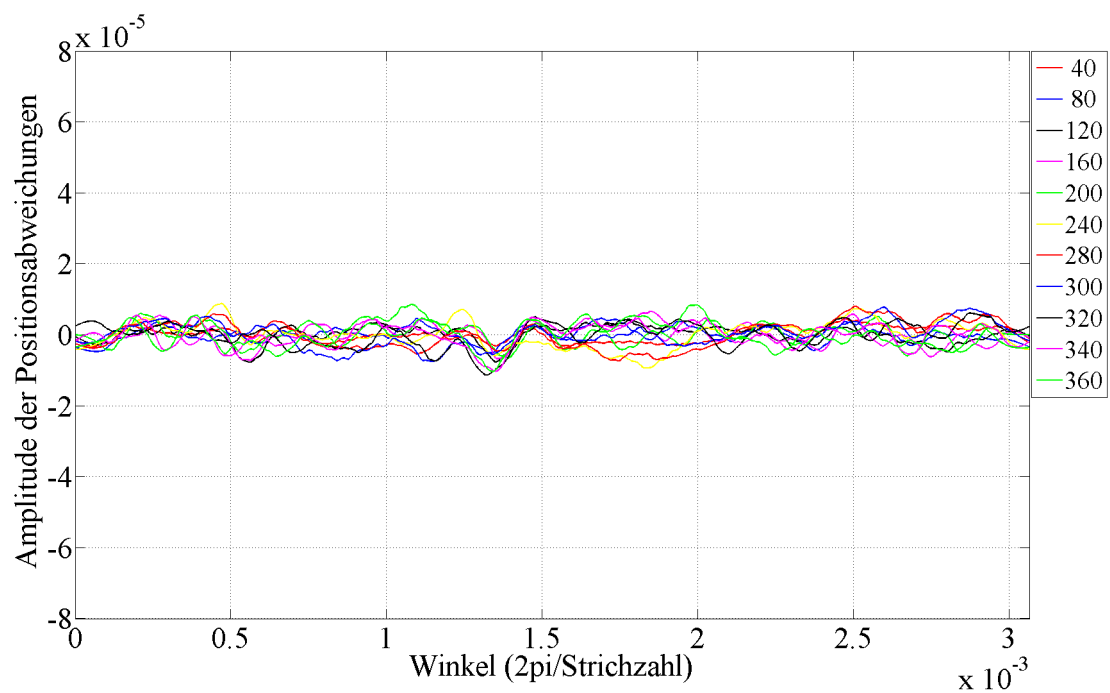


Abbildung 6.37: Lageabweichungen innerhalb einer Signalperiode der Spursignale über Winkel im Fall von Korrekturfunktionen für geschwindigkeitsabhängige systematische Fehler

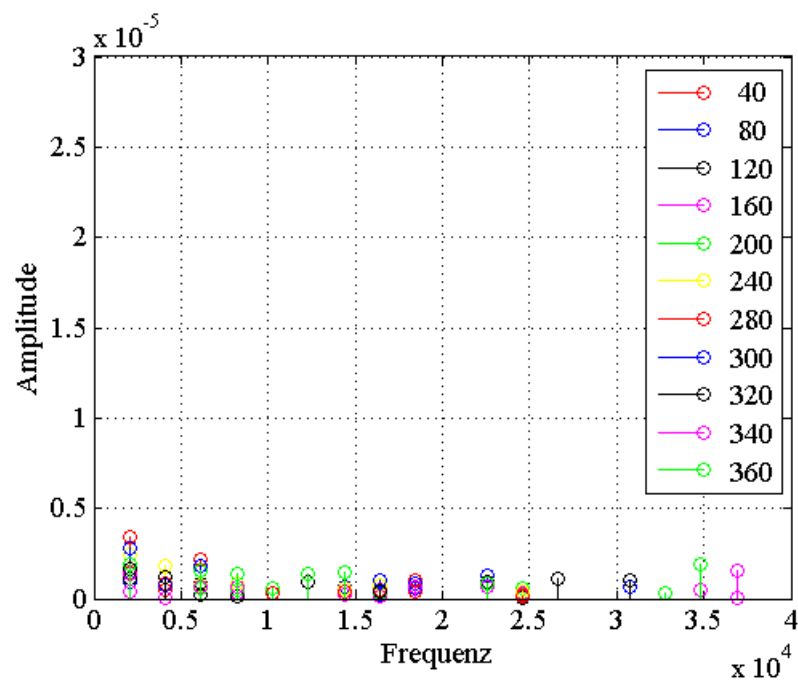


Abbildung 6.38: Der absolute Betrag  $h_{ms}$  im Fall der Korrekturfunktion

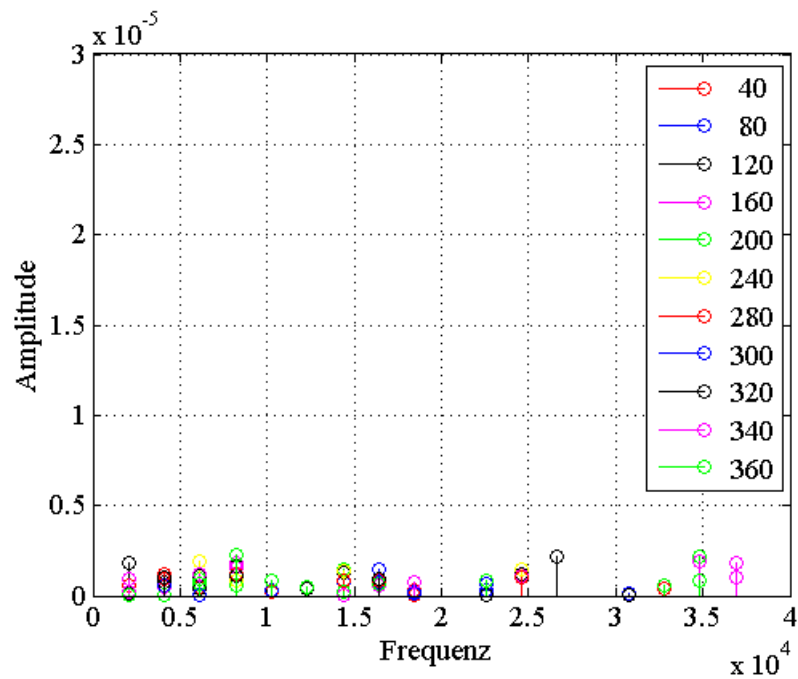


Abbildung 6.39: Der absolute Betrag  $h_{mc}$  im Fall der Korrekturfunktionen

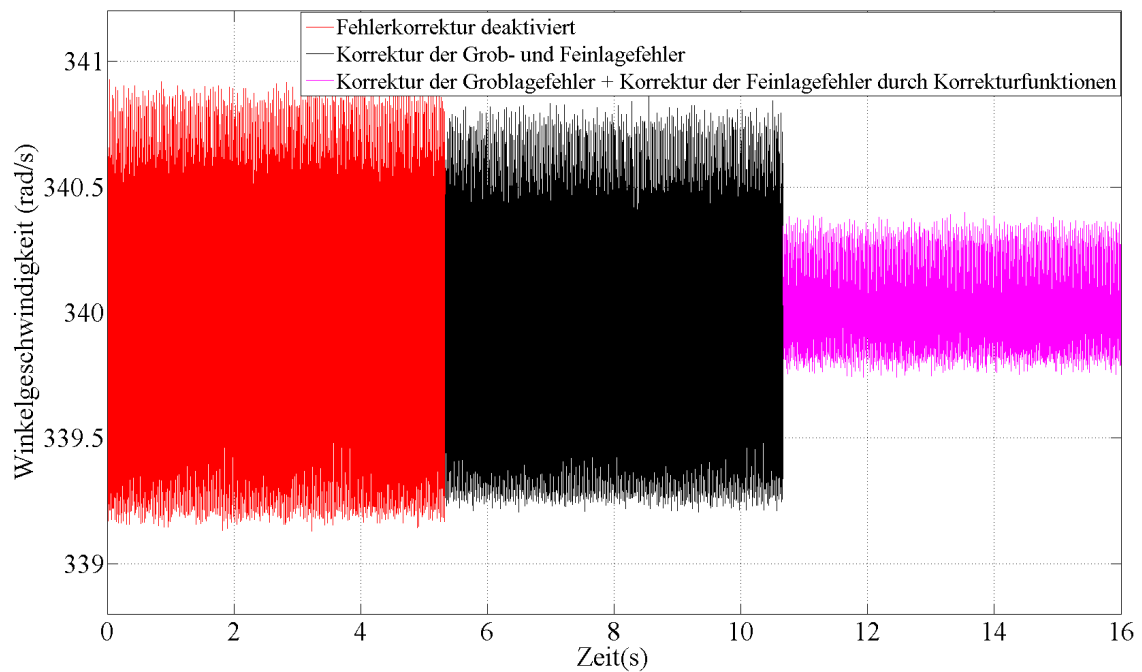


Abbildung 6.40: Vergleich der Winkelgeschwindigkeit ( $w = 340$  rad/s) bei unterschiedlichen Korrekturverfahren: deaktivierte Fehlerkorrektur, Kombination der Korrektur für Grob- und Feinlagefehler, und Korrekturfunktion für geschwindigkeitsabhängige systematische Fehler

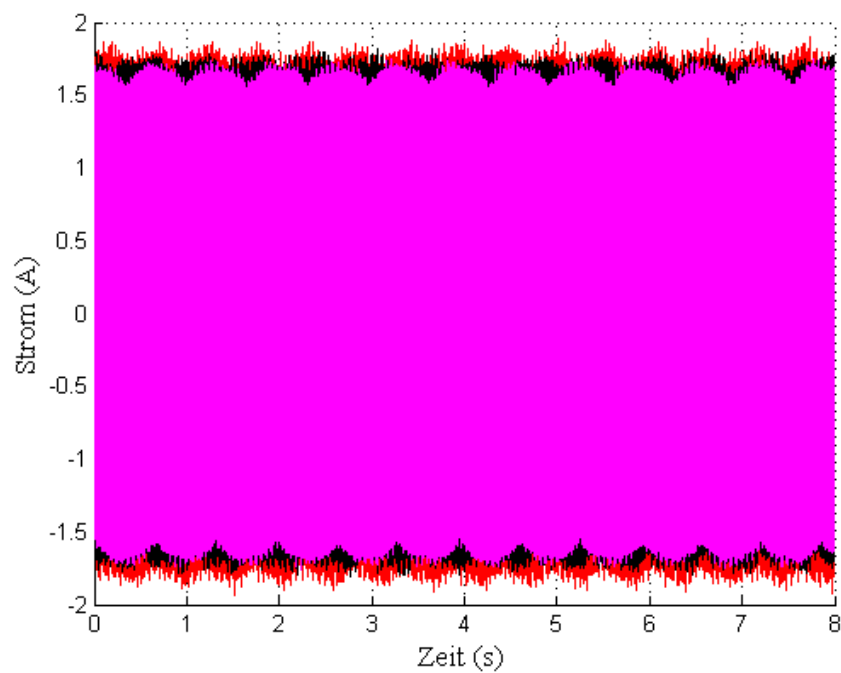


Abbildung 6.41: Vergleich der Stromsignale bei unterschiedlichen Korrekturverfahren

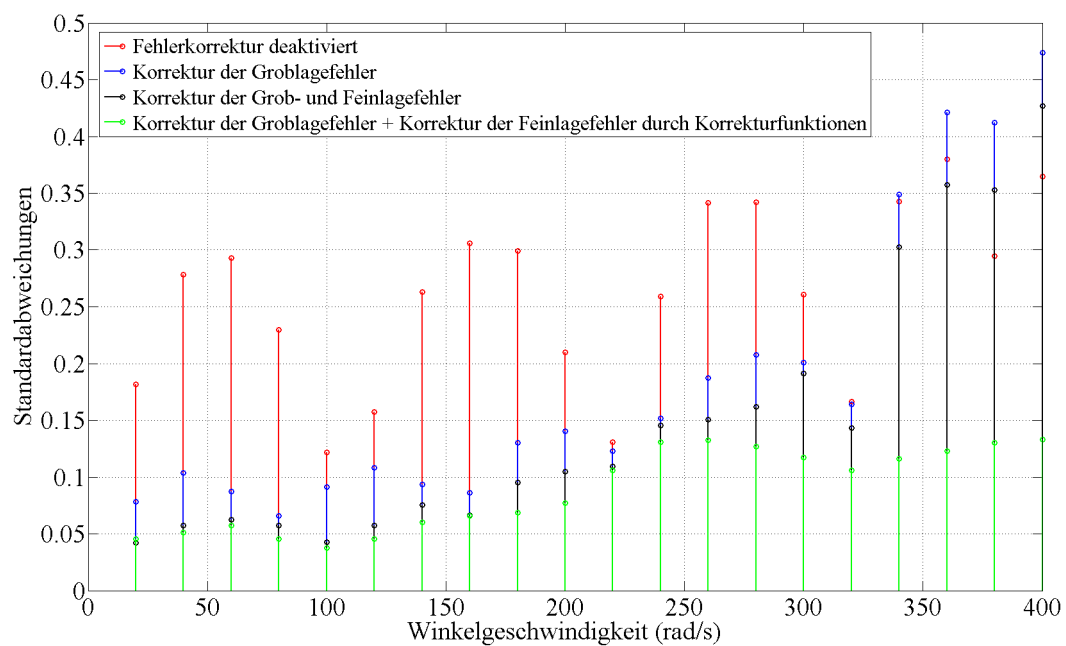


Abbildung 6.42: Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit (rad/s) für  $\omega = 10$  bis 400 (rad/s) bei den Fällen: deaktivierte Fehlerkorrektur, Korrektur der Groblagefehler, und Korrektur für Grob- und Feinlagefehler, Korrektur für Groblagefehler und Korrekturfunktion für Feinlagefehler

## 6.2 Korrektur von zufälligen Fehlern

Eine weitere wichtige Fehlerquelle bzw. Störung auf dem Lagesignal ist das Rauschen, welches grundsätzlich durch die Elektronik, Umgebung und das Messprinzip entsteht. Durch die so verfälschte Messung des Lagesignals entstehen insbesondere bei der Ermittlung der Geschwindigkeit durch numerische Differenzierung relevante zufällige Fehler.

In Abschnitt 1.2 sind unterschiedlichen Methoden zur Unterdrückung des Rauschens auf den Gebersignalen dargestellt. Diese Methoden wurden in verschiedenen Arbeiten untersucht und stellen eine gute Möglichkeit für die Unterdrückung des Rauschens auf dem Lagesignal dar. Eine weitere Variante zur Reduktion des Rauschens, welche in dieser Arbeit untersucht wird, ist das Ausgleichsverfahren. Dabei zieht man durch die gemessenen Datenpunkte (Lagesignal) eine Regressionsgerade, die den Trend des gesamten Lagesignals (steigend/fallend) online berechnet.

Vor der Darstellung der Ergebnisse werden zunächst die theoretischen Grundlagen zur linearen Regression nach der Gaußschen Methode der kleinsten Quadrate [77] und deren Herleitung erläutert.

### 6.2.1 Ausgleichsrechnung nach der Gaußschen Methode der kleinsten Quadrate

Bei einem idealen Sinus-Cosinus-Geber ergibt das Gesamtlagesignal einen idealen linearen Anstieg. Dagegen erhält man durch eine reale Messung für die Gesamtlage des Motors einen Datensatzes mit sichtbar nichtlinearem steigenden oder fallenden Signal. Die Nichtlinearität hat prinzipiell zwei mögliche Ursachen:

- a) Zufällige Messfehler während der Messungen
- b) Systematische Fehler des Gebers

Bei  $n$  gemessenen Wertepaaren  $(t_n, \varphi_n, n = 1, \dots, m)$  soll mit Hilfe der Methoden der Ausgleichsrechnung eine einfache Funktion  $\varphi = f(t)$  hergeleitet werden, welche den Zusammenhang zwischen den beiden Messdaten beschreiben kann. Im diesem Abschnitt wird unterstellt, dass die Messdaten  $t$  fehlerfrei gemessen werden. Im Gegenteil dazu sind die  $\varphi$ -Messdaten (Gesamtlage des Motors) eine Zufallsvariable, welche um einen

Mittelwert streut. Die Abweichung  $v_n$  der Messpunkte  $\varphi_n$  von der Ausgleichskurve  $\varphi = f(t)$  beträgt damit:

$$v_n = \varphi_n - f(t_n) \quad (6.27)$$

Eine effektive Methode zur Berechnung der günstigsten Ausgleichskurve liefert die bekannte Gaußsche Methode der kleinsten Quadrate. Dabei passt sich die Ausgleichskurve für vorgegebene bzw. gemessene Messpunkte am besten an, wenn die Summe der Abstandsquadrate zwischen den Messpunkten  $\varphi_n$  und der Ausgleichskurve  $\varphi = f(t)$  in der Gleichung 6.28 einen minimalen Wert hat:

$$S(a; b; \dots) = \sum_{n=1}^m v_n^2 = \sum_{n=1}^m (\varphi_n - f(t_n))^2 \rightarrow \text{Minimum} \quad (6.28)$$

Wobei hier  $a; b; \dots$  die Koeffizienten der Ausgleichskurve sind. Die Summe der Abstandsquadrate nimmt nach den Regeln der Differentialrechnung ein Minimum an, wenn die partiellen Ableitungen 1. Ordnung von Gleichung 6.28 gleich Null sind:

$$\frac{\partial S}{\partial a} = 0, \quad \frac{\partial S}{\partial b} = 0, \quad \dots \quad (6.29)$$

Die Lösung der letzten beiden Gleichungen ist meist rechenaufwändig. Da wir aber in dieser Arbeit den Fall haben, dass die Messpunkte (Gesamtlage) nahezu auf einer Linie sind, kann man dafür eine einfache lineare Ausgleichsgerade wählen, ähnlich wie in Abbildung 6.43:

$$\varphi_n = a \cdot t_n + b \quad (6.30)$$

Demzufolge ist die Lösung der Gleichungen 6.29, wie folgt, einfach zu finden:

$$\frac{\partial S}{\partial a} = -2t_1 [\varphi_1 - (at_1 + b)] \cdots - 2t_n [\varphi_n - (at_n + b)] = 0 \quad (6.31)$$

$$\frac{\partial S}{\partial b} = -2 [\varphi_1 - (at_1 + b)] \cdots - 2 [\varphi_n - (at_n + b)] = 0 \quad (6.32)$$

Durch Umformung der letzten beiden Gleichungen in Matrixform erhalten wir:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \sum_{n=1}^m t_n^2 & \sum_{n=1}^m t_n \\ \sum_{n=1}^m t_n & m \end{pmatrix}}_A \cdot \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^m t_n \varphi_n \\ \sum_{n=1}^m \varphi_n \end{pmatrix} \quad (6.33)$$

wobei hier

$\sum_{n=1}^m t_n$  die Summe aller  $t$ -Werte ist.  
 $\sum_{n=1}^m t_n^2$  die Summe aller  $t^2$ -Werte ist.  
 $\sum_{n=1}^m \varphi_n$  die Summe aller  $\varphi$ -Werte ist.  
 $\sum_{n=1}^m t\varphi$  die Summe des Produktes  $t \cdot \varphi$  ist.  
 $m$  die Anzahl der Wertepaare  $(t, \varphi)$  ist.

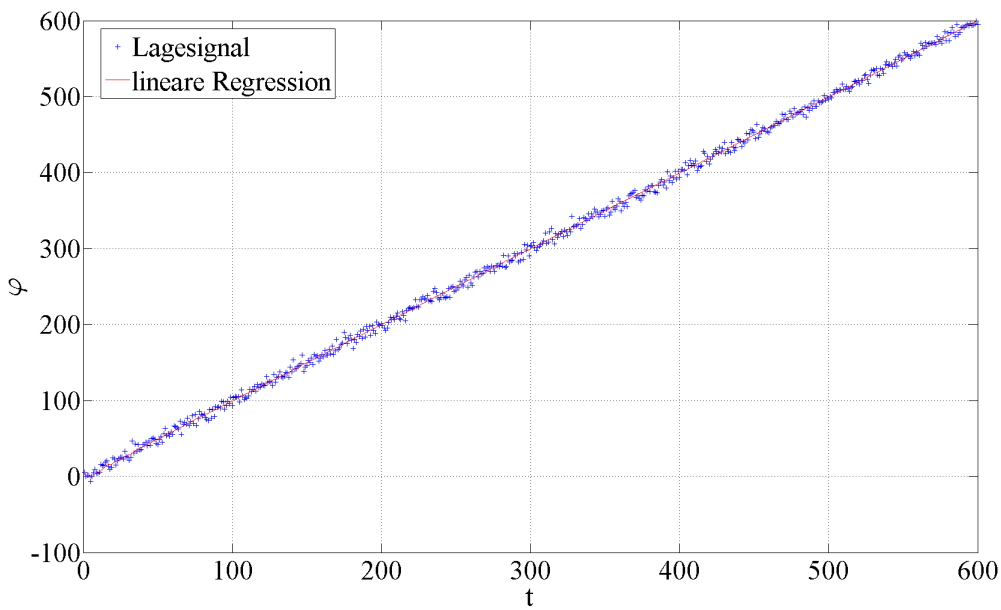


Abbildung 6.43: Simulationsbeispiel: Lineare Regression

Anhand der letzten Gleichung ist zu erkennen, dass die Matrix  $A$  konstante Werte hat. Durch das Invertieren der Matrix  $A$  lassen sich die Parameter  $a$  und  $b$  und somit die Ausgleichsgerade eindeutig bestimmen:

$$\begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = A^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^m t\varphi \\ \sum_{n=1}^m \varphi \end{pmatrix} \quad (6.34)$$

Bei der Berechnung der beiden Regressionskoeffizienten  $a, b$  ist aus der letzten Gleichung zu folgern, dass die beiden Koeffizienten nur von den zwei Variablen  $\sum t\varphi$  und  $\sum \varphi$  abhängig sind. In Abbildung 6.44 ist das Blockschaltbild zur Realisierung des Korrekturverfahrens für zufällige Fehler mit Hilfe der linearen Regression dargestellt.



Darüberhinaus ist hier anzumerken, dass die Multiplikation der Variablenwerte der  $t$ - oder  $\varphi$ -Achse mit einem konstanten Wert keinen Einfluss auf den linearen Zusammenhang zwischen den  $t$ - und  $\varphi$ -Werten haben. Daher wurde zur Vereinfachung die lineare Regression der Zahlen 1 bis 600 mit Abstand 1 für die Skalierung der  $t$ -Achse gewählt. Die Anzahl der  $t$ - und  $\varphi$ -Werte innerhalb jeder Regelperiode ist vom Regeltakt in DSP und der Abtastperiode der A/D-Wandler abhängig.

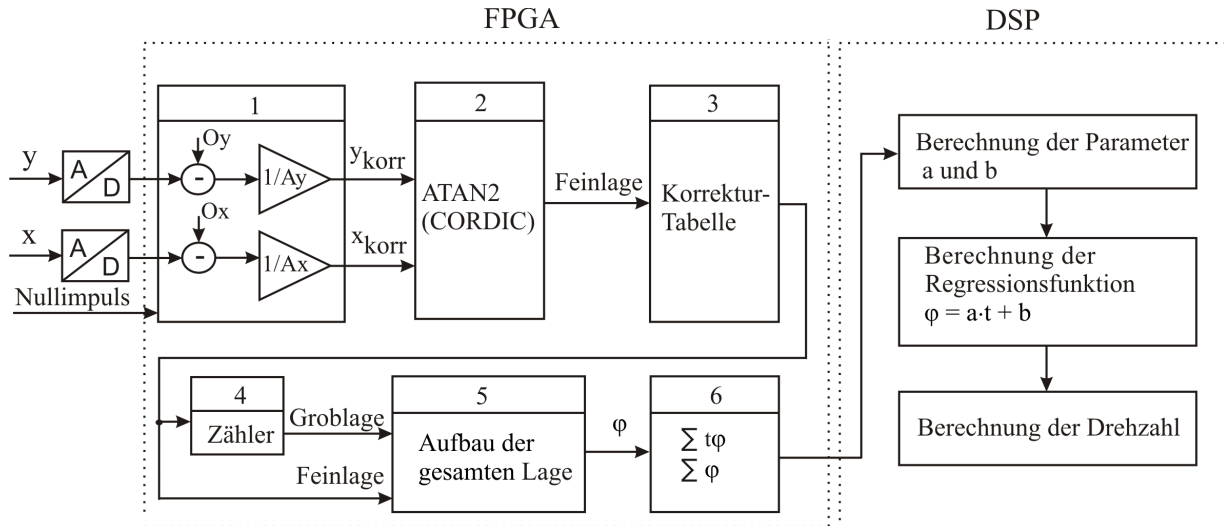


Abbildung 6.44: Blockschaltbild zur Realisierung des Korrekturverfahrens für zufällige Fehler mit Hilfe der linearen Regression

Die Gesamtlage des Motors entsteht nach Durchführung der beiden Korrekturverfahren für der Grob- und Feinlage, wie in den letzten Abschnitte erläutert wurde, durch Zusammensetzen von Grob- und Feinlage. Danach wird aus der Gesamtlage die Summe der beiden Variablen in Gleichung 6.34 innerhalb eines Regeltakts gebildet. Mit einer Abtastfrequenz von 16 kHz und einem A/D-Wandler mit einer Datendurchsatzrate von 10 MSamples/s beträgt die maximale Anzahl der Datenpunkte für die Gesamtlage bzw. für die Summe der beiden Variablen innerhalb der Regelperiode ca. 600 Werte. Die weiteren Schritte zur Berechnung der Regressionsfunktion wurde aufgrund des großen Rechenaufwandes im DSP realisiert. So wird einmal innerhalb jeder Regelperiode die Ausgleichsfunktion  $\varphi = f(t_n)$  am Ende der gemessenen Datenpunkte also bei  $t = 600$ , wie in Abbildung 6.45 erläutert, ausgerechnet. Dafür werden zuerst anhand der Gleichung 6.34 die beiden Regressionskoeffizienten  $a$  und  $b$  mit Hilfe der beiden Summen  $\sum t\varphi$  und  $\sum \varphi$  und die Matrix  $A^{-1}$  berechnet. Die korrigierte Gesamtlage wird anhand der folgenden Gleichung 6.35 berechnet.

$$\varphi_{t=600} = a \cdot t + b \quad (6.35)$$

Diese Vorgehensweise für die Berechnung der Ausgleichskurve wiederholt sich dann bei jedem Regeltakt unabhängig vom alten Regeltakt mit neuen Summen von  $\sum t\varphi$  und  $\sum \varphi$

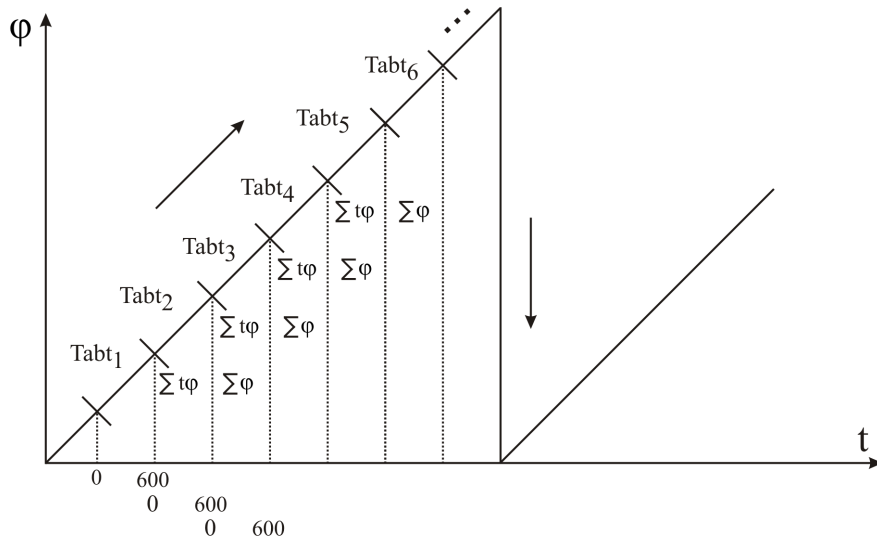


Abbildung 6.45: Berechnung der Regressionsgerade innerhalb einer Regelperiode

### 6.2.2 Berechnung der Regressionsgerade bei Sprüngen der atan2 zwischen $\pm\pi$

In der einfachen linearen Regression liegen Datenwolken nahezu auf einer Geraden. Dies ist aber bei der Ausgleichsgerade für die Gesamtlage des Motors nicht immer gültig. In der Abbildung 6.46 ist zu sehen, wie die Sprünge von atan2 zwischen  $\pm\pi$  innerhalb der Regelperiode anhand der Motordrehrichtung auftreten.

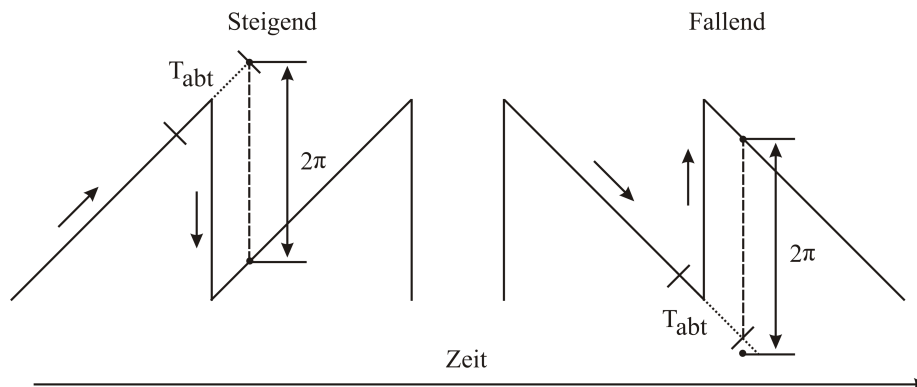


Abbildung 6.46: Lösung der Probleme für die Berechnung der Regressionsgeraden durch Sprünge von atan2 zwischen  $\pm\pi$

Als Lösung für dieses Problem und damit am Ende des Regeltakts, bei dem ein Sprung auftritt, der Gesamtlage  $\varphi$  richtig berechnet werden kann, müssen alle gemessenen Datenpunkte innerhalb dieses Regeltakts auf einer Gerade liegen. Daher wurde angenommen, wie in Abbildung verdeutlicht, dass die Gesamtlage beim Auftreten eines Sprunges immer weiter bis zum Ende der Regelperiode ansteigt bzw. anfällt. Darüber hinaus wird nach der Berechnung des Ausgangswertes  $\varphi$  am Ende der Regelperiode ein  $2\pi$ -Wert dazu subtrahiert bzw. addiert, um den realen, korrigierten Ausgangswert zu bekommen.

### 6.2.3 Ergebnisse des Ausgleichsverfahrens zur Unterdrückung von zufälligen Fehlern

Die Ergebnisse der praktischen Umsetzung der Ausgleichsverfahren sind in den Abbildungen 6.47 und 6.48 dargestellt. Die Drehzahlschwankung, im Vergleich zum Korrekturverfahren für Grob- und Feinlagefehler, konnte durch das zusätzliche Verfahren deutlich unterdrückt werden.

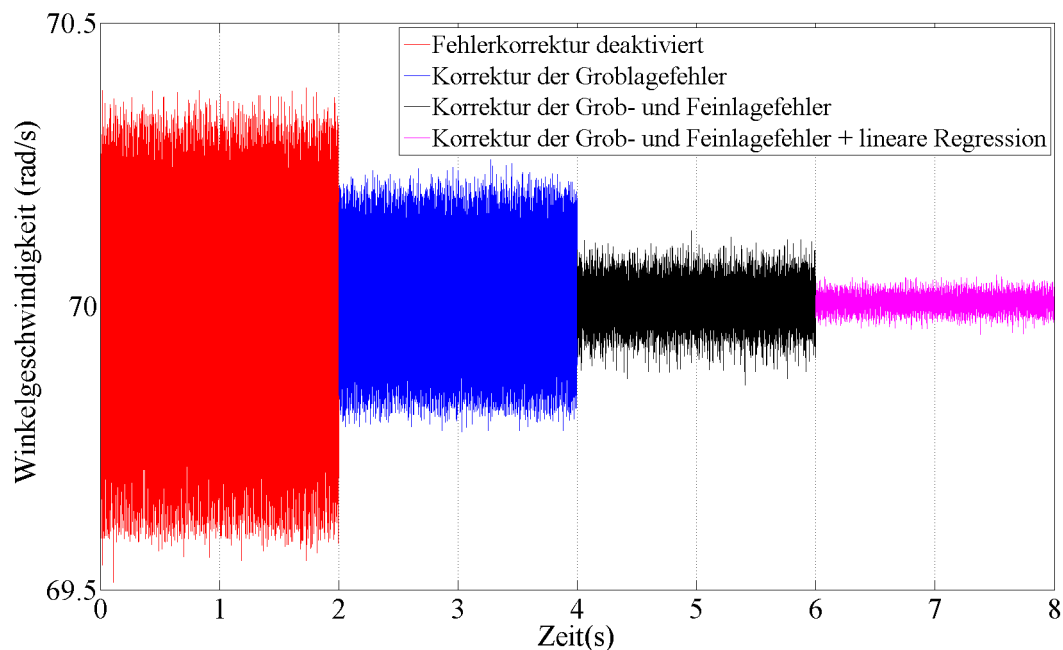


Abbildung 6.47: Vergleich der Winkelgeschwindigkeit ( $w = 70 \text{ rad/s}$ ) bei unterschiedlichen Korrekturverfahren: deaktivierte Fehlerkorrektur, Korrektur für Groblagefehler, Kombination der Korrektur für Grob- und Feinlagefehler, Kombination der Korrektur für die systematische und zufällige Fehler

Dies ist auch durch einen Vergleich der Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit für unterschiedliche Korrekturverfahren ersichtlich. Zu bemerken ist, dass das Aus-

gleichsverfahren bei hohen Geschwindigkeiten relativ gute stabile Ergebnisse bei der Unterdrückung von Geschwindigkeitsschwankungen im Vergleich zum tabellengestützten Korrekturverfahren für Grob- und Feinlagefehler realisiert. Dagegen bringt das Ausgleichsverfahren in niedrigen Geschwindigkeiten (unter 50 rad/s) weniger Verbesserung. Dies kann man so interpretieren, dass die Datenpunkte innerhalb jeder Regelperiode bei niedriger Geschwindigkeit zu wenig sind für die lineare Regression. Ein Vorschlag zur Verbesserung der Korrekturverfahren von zufälligen Fehlern, insbesondere bei niedrigen Geschwindigkeiten, wird in dem nächsten Abschnitt erarbeitet.

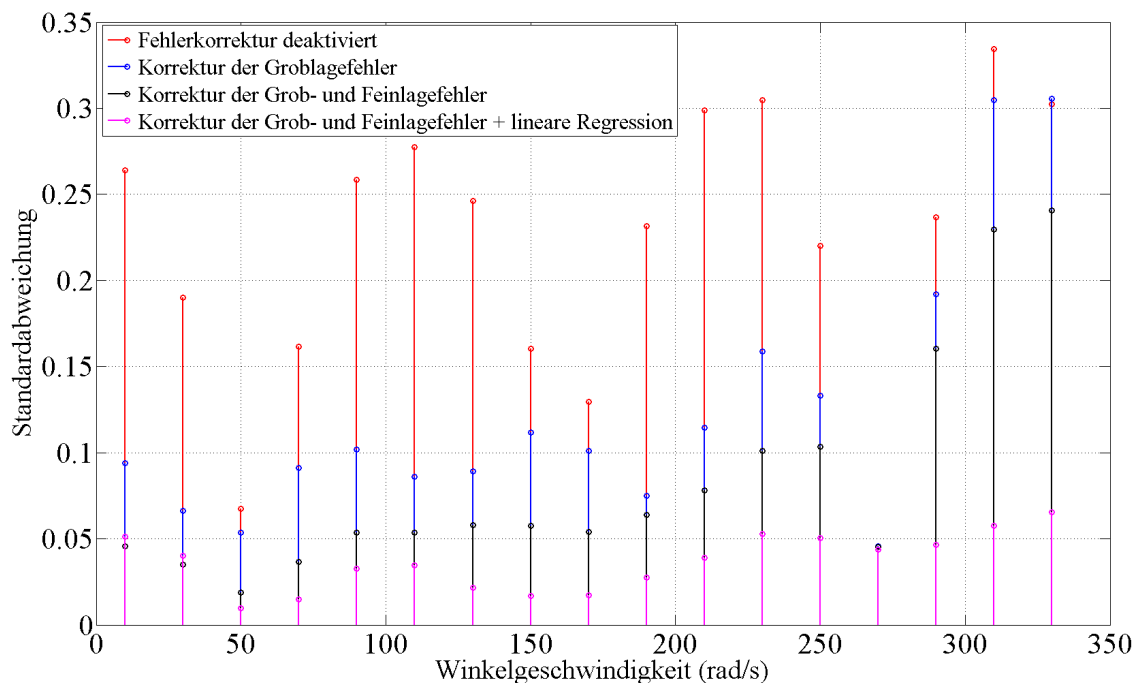


Abbildung 6.48: Vergleich der Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit (rad/s) für  $\omega = 10$  bis 330 (rad/s) bei unterschiedlichen Korrekturverfahren

#### 6.2.4 Lineare Regression über mehrere Regelperioden

Anhand der praktischen Ergebnisse in Abbildung 6.48 wird ersichtlich, dass die Effektivität der Korrekturverfahren mit Hilfe der linearen Regression von der Geschwindigkeit des Motors abhängig ist. Je schneller der Motor ist, desto besser werden die Ergebnisse. Daher ist es hier sinnvoll, insbesondere im niedrigen Geschwindigkeitsbereich,

zu untersuchen, welche Verbesserungen gewonnen werden können, wenn man die Ausgleichskurve durch eine größere Anzahl von Datenpunkten bzw. mehrere Regelperioden berechnet. Durch Erweiterung der Gleichung 6.35 für den Fall mehrerer Regelperioden (i) lassen sich die Parameter a und b wie folgt berechnen:

$$\begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^{m \cdot i} t_n^2 & \sum_{n=1}^{m \cdot i} t_n \\ \sum_{n=1}^{m \cdot i} t_n & m \cdot i \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^{m \cdot i} t_n \varphi_n \\ \sum_{n=1}^{m \cdot i} \varphi_n \end{pmatrix} \quad (6.36)$$

wobei hier gilt:

$m$  ist die Anzahl der Wertepaare  $(t_n, \varphi_n)$  innerhalb einer Regelperiode.

$i$  ist die Anzahl der Regelperioden.

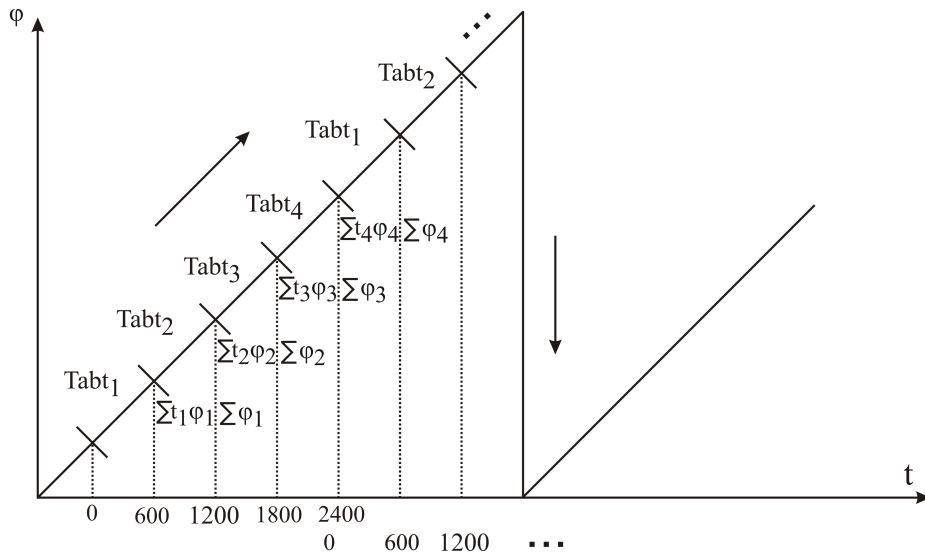


Abbildung 6.49: Berechnung der Regressionsgerade über mehrere Regelperioden

Nach der Berechnung der beiden Koeffizienten a und b kann man anhand der nächsten Gleichung die Ausgleichsfunktion am Ende der Regelperioden im Punkt  $(t = m \cdot i)$  berechnen:

$$\varphi_{m \cdot i} = a \cdot t_{m \cdot i} + b \quad (6.37)$$

Die letzte Gleichung wird durch eine praktische Messung zur Korrektur von zufälligen Fehlern getestet. Dafür ist eine Vergleichsmessung der Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit in den Abbildungen 6.50, 6.51 und 6.52 dargestellt.

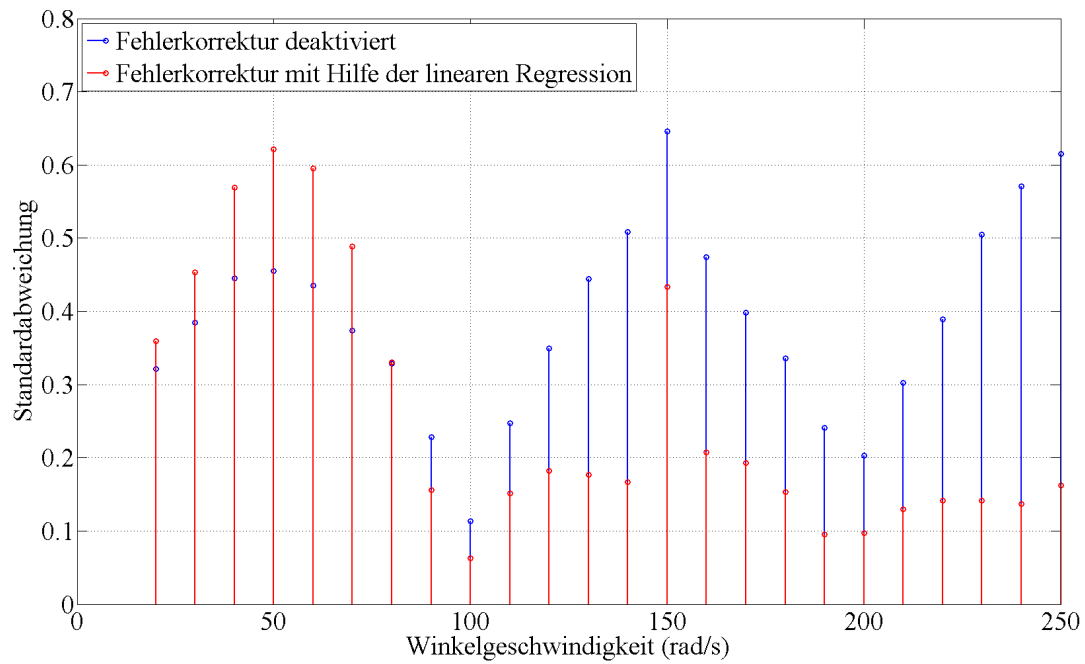


Abbildung 6.50: Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit (rad/s) für  $\omega = 30$  bis 250 (rad/s) bei linearer Regression über eine Regelperiode

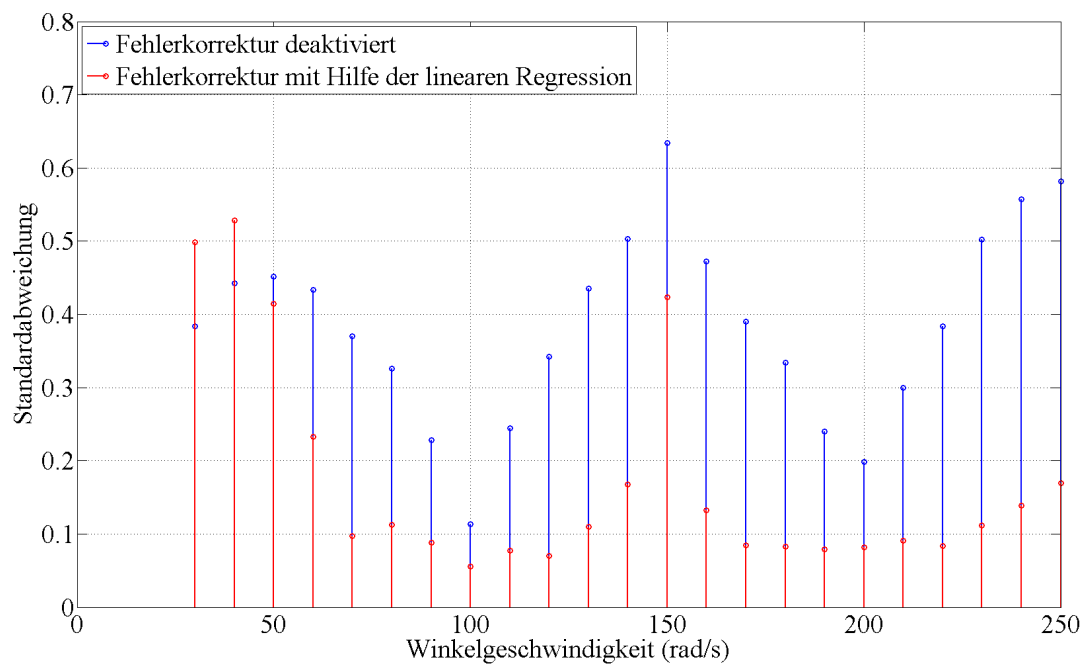


Abbildung 6.51: Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit (rad/s) für  $\omega = 30$  bis 250 (rad/s) bei linearer Regression über zwei Regelperioden

In diesem Fall wurde für die Messung ein PM-Synchronmotor, welcher über einen Geber mit 2048 Strichen verfügt, verwendet. Dabei ist anzumerken, dass die Effektivität der Ausgleichsverfahren über mehr als eine Regelperiode deutlich verbessert wird. Bei Ausgleichsverfahren über vier Regelperioden ist die Drehzahlschwankung bei niedriger Geschwindigkeit (unter 50 rad/s) deutlich kleiner.

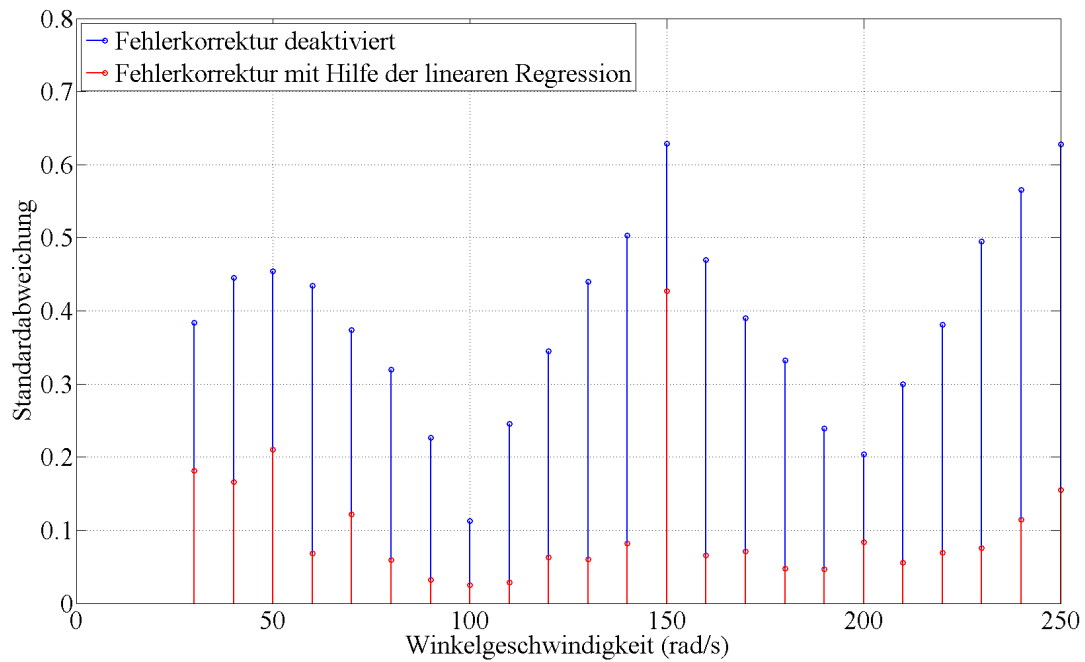


Abbildung 6.52: Standardabweichung der Winkelgeschwindigkeit (rad/s) für  $\omega = 30$  bis 250 (rad/s) bei linearer Regression über vier Regelperioden

## 7 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden verschiedene Verfahren zur Unterdrückung der systematischen und stochastischen Fehler des optischen Sinus-Cosinus-Lagegebers an Servoantrieben entwickelt. Dieser Lagegeber erfüllt in Kombination mit einer entsprechenden Auswerteelektronik die höchsten Anforderungen an die Genauigkeit bei Servoantrieben. Um die Genauigkeit sämtlicher Messdatenerfassungen zu erhöhen und die vorgestellten Korrekturverfahren untersuchen zu können, wurde ein Servosystem (UniMop) eingesetzt, welches im Rahmen eines Forschungsprojektes am IFR entwickelt wurde.

Zunächst wurde der Stand der Technik für die Korrektur des systematischen und stochastischen Fehlers des optischen Sinus-Cosinus-Gebers beschrieben. Der Vergleich der unterschiedlichen Korrekturverfahren in der Literatur zeigte, dass ein effektives Korrekturverfahren zur Unterdrückung der beiden systematischen und stochastischen Fehler bei hohen Drehzahlen fehlt.

Auf der Basis einer mathematischen Herleitung ist der Einfluss der systematischen Fehler auf das Lage- und Drehzahlsignal analytisch berechnet worden. Die Genauigkeit der mathematischen Herleitung wurde anhand von Zahlenbeispielen überprüft.

Das UniMop Servosystem wurde mit einem hochauflösenden A/D Wandler und einer Kombination der DSP- und FPGA-Technik aufgebaut. Somit konnte eine hochgenaue Messwerterfassung der Geberfehler erreicht werden. Die Kombination der beiden DSP und FPGA Bausteine bietet den Vorteil, unterschiedliche Korrekturverfahren im FPGA oder parallel in beiden Bausteinen zu verifizieren. Die Implementierung der klassischen feldorientierten Strom- und Drehzahlregelung ist auf dem DSP realisiert.

Um die Fehler in der Praxis zu analysieren bzw. zu erfassen, wurde ein Verfahren verwendet, das ohne zusätzliche Referenzsensorik auskommt. Dies wurde durch den Aufbau einer zusätzlichen Schwungmasse an der Motorwelle realisiert. Somit kann eine gleichförmige Bewegung erzeugt werden.



Zur Verbesserung des Drehzahl- und Lagesignals wurden verschiedene Verfahren diskutiert, mit denen die systematischen Geberfehler unterdrückt werden können. Durch die Auftrennung der systematischen Fehler in zwei Gruppen (Grob- und Feinlagefehler) kann eine deutliche Reduktion der benötigten Datenmenge zur Charakterisierung der Fehler gewonnen werden. Weiterhin wurde bei der Korrektur der systematischen Feinlagefehler zwischen lageabhängigen- und geschwindigkeitsabhängigen Fehlern unterschieden.

Es wurde gezeigt, dass durch die Unterdrückung der systematischen Grob- oder Feinlagefehler eine deutliche Verbesserung der Genauigkeit des Geschwindigkeitssignals erzielt werden kann. Diese Ergebnisse kann man durch die Kombination der Korrektur für die Grob- und Feinlagefehler noch verbessern. Der Vorteil des hier vorgestellten Verfahrens zur Unterdrückung der systematischen Fehler im Vergleich zu den bekannten Ansätzen ist, dass das Verfahren für hohe und niedrige Drehzahlen geeignet ist. Der Effektivwert der Phasenströme im Leerlauf kann mit dem neuen Korrekturverfahren für Grob- und Feinlagefehler im Vergleich zum gemessenen Wert ohne Korrektur deutlich verringert werden.

Eine weitere Verbesserung des Gleichlaufs und der Positioniergenauigkeit des Antriebs ist im Wesentlichen nur noch durch die zufälligen Fehler (Störung vom Umrichter, Rauschen und Quantisierung) begrenzt. Dafür wurde ein neues Verfahren zur Unterdrückung des zufälligen Fehlers entwickelt. Das neue Verfahren basiert auf der linearen Regression für die Gesamtlage des Motors. In Vergleichsmessungen mit Korrekturverfahren für die systematischen Fehler zeigt die Kombination der beiden Verfahren für systematische und zufällige Fehler deutliche Vorteile bei der Unterdrückung der Drehzahlschwankung. Das Korrekturverfahren für zufällige Fehler kann innerhalb einer Regelperiode realisiert werden und ist ideal bei der Anwendung mit konstanten Drehzahlen. Der Nachteil des Verfahrens bei der Bestimmung des korrigierten Wertes während der Sprünge  $\pm p_i$  der Gesamtlage wird durch einen einfachen Algorithmus bearbeitet. Ein weiterer Nachteil des Verfahrens besteht darin, dass die Effektivität des Verfahrens von der steigenden Motordrehzahl abhängig ist. Bei steigender Drehzahl ist das Verfahren also effektiver. Hierzu wird ein neuer Algorithmus entwickelt, bei dem die lineare Regression über mehrere Regelperioden berechnet wird, so dass die Unterdrückung des zufälligen Fehlers auch bei niedrigen und mittleren Drehzahlen effektiv ist.

Die Korrekturverfahren in dieser Arbeit könnten zukünftig durch die folgende Optimierungsschritte verbessert werden:

- Realisierung der Kombination aller Korrekturverfahren auf leistungsfähigeren FPGA
- Entwicklung des Ausgleichsverfahrens zur Unterdrückung der systematischen Fehler
- Online-Berechnung der Korrekturparameter der systematischen und stochastischen Fehler.

# A Anhang

## A.1 Ströme und Spannung-Koordinatentransformationen

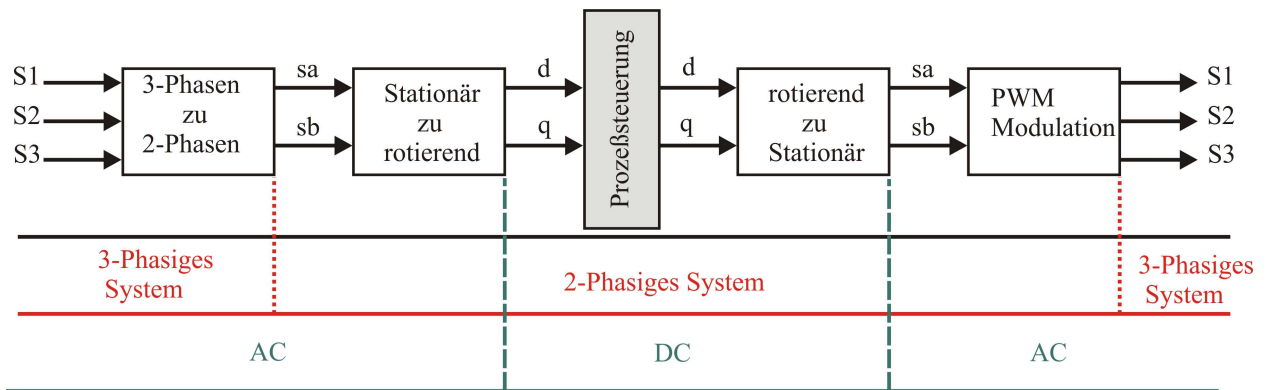


Abbildung A.1: Übersicht über Transformationen, die in der feldorientierten Regelung verwendet werden [68].

Die Rücktransformation der Spannungen von d-q Rotorkoordinaten in a-b Ständerkoordinaten erfolgt durch die **inverse PARK-Transformation**:

$$U_{sa}^*(t) = U_{sd}^*(t) \cos(\rho) - U_{sq}^*(t) \sin(\rho) \quad (\text{A.1})$$

$$U_{sb}^*(t) = U_{sq}^*(t) \cos(\rho) + U_{sd}^*(t) \sin(\rho) \quad (\text{A.2})$$

Die Sollspannungen werden dann durch die inverse **Clarke-Transformation** von a-b Ständerkoordinaten in Ständerkoordinaten ( $S_1, S_2, S_3$ ) gerechnet:

$$U_{s1}^*(t) = \frac{2}{3}U_{sa}^*(t) \quad (\text{A.3})$$

$$U_{s2}^*(t) = -\frac{1}{3}U_{sa}^*(t) + \frac{1}{\sqrt{3}}U_{sb}^*(t) \quad (\text{A.4})$$

$$U_{s3}^*(t) = -\frac{1}{3}U_{sa}^*(t) - \frac{1}{\sqrt{3}}U_{sb}^*(t) \quad (\text{A.5})$$

Bei Messung von 3 Phasenströmen erfolgt die Umrechnung der Ströme von Ständerkoordinaten ( $S_1, S_2, S_3$ ) in a-b Ständerkoordinaten durch die folgenden Gleichungen, Diese Transformation heißt **Clarke-Transformation**:

$$i_{sa}(t) = \frac{3}{2}i_{s1}(t) \quad (\text{A.6})$$

$$i_{sb}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2}[i_{s2}(t) - i_{s3}(t)] \quad (\text{A.7})$$

Dann werden die Ströme durch die sogenannte **Park-Transformation** von a-b Ständerkoordinaten in d-q Rotorkoordinaten umgerechnet:

$$i_{sd}(t) = i_{sa}(t) \cos(\rho) + i_{sb}(t) \sin(\rho) \quad (\text{A.8})$$

$$i_{sq}(t) = i_{sb}(t) \cos(\rho) - i_{sa}(t) \sin(\rho) \quad (\text{A.9})$$

## A.2 Fourier-Reihen

$$x_t = A_0 + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin(m\omega_0 t + \phi_m) \quad (\text{A.10})$$

$A_0$  : Offset

$\omega_0$  : Grundfrequenz der Funktion

$\phi_m$  : Phasenverschiebung

## Literaturverzeichnis

- [1] Alpers, Frank-Bernd: *Entwurf eines hochgeschwindigkeits FPGA Messsystems zur Stromregelung von Servomotoren*, Studienarbeit am Institut für Regelungstechnik, Technische Universität Braunschweig, 2007.
- [2] Andraka, Ray: *A survey of CORDIC Algorithms for FPGA Based Computers*, ACM/SIGDA Sixth International Symposium on FPGAs, S.191-200, Monterey, California, USA, 1998.
- [3] Bähr, Alexander; Mutschler, Peter: *Comparison of Speed Acquisition Methods based on Sinusoidal Encoder Signals*, Optim conference, Brasov Romania, conference record S. 497-502, 2002.
- [4] Bähr, Alexander: *Speed Acquisition Methods for High-Bandwidth Servo Drives*, Phd TU Darmstadt, 2004.
- [5] Bähr, Alexander; Mutschler, Peter: *Speed Acquisition Methods for High-Bandwidth Servo Drives*, IEEE-IAS 2005, Hong Kong, 2.-6.October 2005.
- [6] Beineke, Stephan; Bunte, Andreas: *Geberauswertung für geregelte Antriebe mit hoher Rundlaufgüte*, SPS/IPC/DRIVES, Nürnberg, 2001.
- [7] Beineke, Stephan; Bähr, Alexander: *Dynamik von Servoantrieben - theoretische Kennwerte und praktisch erreichbare Regelgüte*, SPS/IPC/DRIVES, Nürnberg, 2007.
- [8] Burke, J.; Moynihan, J. F.; Unterkofler, K.: *Extraction Of High Resolution Position Information from sinusoidal Encoders*, PCIM Intelligent Motion, pp. 217-222, Nürnberg, 2000.
- [9] Bunte, Andreas; Beineke, Stephan: *Suppression of Systematic Resolver and Encoder Errors*, PCIM Intelligent Motion, pp. 305-310, Nürnberg, 2001.

- [10] Bünthe, Andreas; Beineke, Stephan; Schumacher, Ulrich: *High performance speed measurement method*, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp. 110, Graz, Austria, 2001.
- [11] Bünthe, Andreas; Beineke, Stephan: *High-Performance Speed Measurement by Suppression of Systematic Resolver and Encoder Errors*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 1, pp. 49-53, 2004.
- [12] Brückl, Stefan: *Regelung von Synchron-Linearmotoren für hochgenaue Vorschubantriebe bei Werkzeugmaschinen*, Düsseldorf : VDI-Verl., 2000.
- [13] Brunotte, Christoph: *Regelung und Identifizierung von Linearmotoren für Werkzeugmaschinen*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2001.
- [14] Daaboul, Yaser; Schumacher, Walter: *High-performance position evaluation for high speed drives via systematic error correction methods of optical encoders*, Proceedings of EPE, Lille, France, 2013.
- [15] Därr, Christoph; Falco, Marco; Kuschnarew, Christian: *Verfahren und Prinzipien für Drehmomentgenauigkeit und Drehmomentsicherheit in Hybridfahrzeuge und Elektrofahrzeuge*, EMA Elektromobilausstellung, Aschaffenburg, Germany, 2010.
- [16] Emura, Takashi; Wang, Lei: *A High-Resolution Interpolator for Incremental Encoders Based on the Quadrature PLL Method*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 1, pp. 84-90, 2000.
- [17] Emura, Takashi; Wang, Lei; Yamanaka, Masashi; Nakamura, Hisashi: *A High-Precision Positioning Servo Controller Based on Phase/Frequency Detecting Technique of Two-Phase-Type PLL*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 6, pp. 1298-1305, 2000.
- [18] Ernst, Alfons: *Digitale Längen- und Winkelmessstechnik: Positionsmesssysteme für den Maschinenbau und die Elektronikindustrie*, Heidenhain und Verlag moderne Industrie, 2001.
- [19] Fassnacht, Jochent; Mutschler, Peter: *An observer to improve the speed signal using a Ferraris acceleration sensor*, paper no. 195, Proceedings of EPE, Graz, Austria, 2001.
- [20] Fritz, Götz; Biao, Liu: *Verbesserte Prozessqualität durch Bewegungssensoren in Antriebssystemen von komplexen Maschinen*, SPS/IPC/Drives, S. 859-869, Nürnberg, 2000.

- [21] Gees, Andrea: *Accelerometer-enhanced Speed Estimation for Linear-Drive Machine Tool Axes Machine Tool Axes*, Phd. Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, 1996.
- [22] Gevatter, Hans-Jürgen; Grünhaupt Ulrich: *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik in der Produktion*, Springer-Verlag GmbH, 2006.
- [23] Groß, Hans; Hamann, Jens; Wiegärtner, Georg: *Elektrische Vorschubantriebe in der Automatisierungstechnik: Grundlagen, Berechnung, Bemessung*, Publicis Corporate Publishing, 2006.
- [24] Groß, Hans; Hamann, Jens; Wiegärtner, Georg: *Technik elektrischer Vorschubantriebe in der Fertigungs- und Automatisierungstechnik: Mechanische Komponenten, Servomotoren, Messergebnisse*, Publicis Corporate Publishing, 2006.
- [25] Gröling, Christian: *Entwicklung von Verfahren zur hochpräzisen Lageerfassung und Regelung von Servomaschinen*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2009.
- [26] Gröling, Christian; Yaser Daaboul; Michael Lux; Thomas Orlik, Walter Schumacher: *High-performance position evaluation of optical encoders via a CORDIC algorithm and oversampling techniques on an FPGA*, Proceedings of EPE, Barcelona, Spain, 2009.
- [27] Gröling, Christian: *Entwicklung eines USB 2.0 Kommunikationsmoduls und der dazu gehörigen Software für den DSP C6711 von Texas Instruments*, Diplomarbeit am Institut für Regelungstechnik, Technische Universität Braunschweig, 2005.
- [28] Gruber, Rainer: *Quantitative Beurteilung von elektrischen Servoantrieben an einer Untersuchungseinrichtung hoher Genauigkeit*, Dissertation Universität Erlangen-Nürnberg, 1997.
- [29] Hesse, Stefan; Schnell, Gerhard: *Sensoren für die Prozess- und Fabrikautomation. Funktion - Ausführung - Anwendung*, Vieweg+Teubner, 2009.
- [30] Henke, Thomas: *Spurenauswertung mit Spezial-Chip*, Elektronik, vol. 1, S. 24-31, 1994.
- [31] Heidenhain GmbH: *Optimierte Abtastung bei absoluten Drehgebern*, Technische Information, [www.heidenhain.de](http://www.heidenhain.de), Januar 2006.

- [32] Höscheler, Bernhard: *Entwicklung eines Prüfstands zur Echtzeitsimulation mechanischer Systeme unter Verwendung einer hochauflösenden Lageerfassung*, Dissertation, Uni Erlangen, 2001.
- [33] Höscheler, Bernhard: *Erhöhung der Genauigkeit bei Wegmesssystemen durch selbstlernende Kompensation systematischer Fehler*, SPS/IPC/Drives, S. 617-626, Nürnberg, 1999.
- [34] Jan, Reimer: *Drehzahlsensor nach dem Wirbelstromprinzip für Servoantriebe*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2002.
- [35] Jens, Weidauer: *Elektrische Antriebstechnik: Grundlagen, Auslegung, Anwendungen, Lösungen*, ISBN 978-3-89578-308-1, Siemens, 2008.
- [36] Kai, Müller: *Entwurf robuster Regelungen*, B.G. Teubner, Stuttgart, 1996.
- [37] Kennel, Ralph M.: *Encoders for simultaneous sensing of position and speed in electrical drives with digital control*, Industry Applications Conference, Fourtieth IAS Annual Meeting, 2005.
- [38] Kennel, Ralph M.: *Why Do Incremental Encoders Do a Reasonably Good Job in Electrical Drives with Digital Control?*, Industry Applications Conference, 41st IAS Annual Meeting, 2006.
- [39] Kennel, Ralph M.; Basler, St.: *New developments in capacitive encoders for servo drives*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM, Ischia, Italy, 2008.
- [40] Kiel, Edwin: *Antriebslösungen, Mechatronik für Produktion und Logistik*, Springer-Verlag GmbH, 2007.
- [41] Kiel, Edwin: *Anwendungsspezifische Schaltkreise in der Drehstrom-Antriebstechnik*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 1994.
- [42] Kim, Jang-Mok ; Kim, Cheul-U ; Choi, Cheol: *Ultra precise position estimation of servomotor using analog quadrature encoders*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE.
- [43] Kirchberger, Ronald; Hiller, Bernahrd: *Oversamplingverfahren zur Verbesserung der Erfassung von Lage und Drehzahl an elektrischen Antrieben mit inkrementellen Gebersystem*, SPS/IPC/Drives, S. 598-606, Nürnberg, 1999.



- [44] Klaassen, Hendrik: *Selbsteinstellende, feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine und geberlose Drehzahlregelung*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 1999.
- [45] Klug, Rolf-Dieter: *Echtzeitsimulation mechanischer Lastsysteme zur Prüfung elektrischer Servoantriebe*, Dissertation, Universität Erlangen, 1992.
- [46] Kummetz, Jens: *Optisch oder induktiv Drehgeber im Regelkreis von Servoantrieben*, Fachzeitschrift „VFI Der Versuchs- und Forschungsingenieur“, 2006.
- [47] Kummetz, Jens: *Exakte Positionserfassung Anforderungen an Messgeräte für Direktantriebe*, A&D Kompendium, S. 71, 2005.
- [48] Kummetz, Jens: *Positionserfassung in hochdynamischen Servoantrieben*, SPS/IPC/DRIVES, S. 451-462, Nürnberg, 2005.
- [49] Kucera, Ladislav: *Optimale Architektur zur Regelung hochdynamischer und resonanzbehafteter Antriebe*, SPS/IPC/DRIVES, S. 455-462, Nürnberg, 2006.
- [50] Krah, Jens Onno ; Holtz, Joachim: *High Performance Current Regulation and Efficient PWM Implementation for Low Inductance Servo Motors*, IEEE Transactions on Industry Application, Vol 35, No.5, 1999.
- [51] Krah, Jens Onno: *Bode Plot basierter Servoantriebs Tuning Wizard ein Ansatz zwischen manuellem Tuning und Auto-Tuning*, SPS/IPC/DRIVES, Nürnberg, 2004.
- [52] Krah, Jens Onno; Lemke, Monica: *Geschwindigkeitsbeobachter höherer Ordnung zur Unterdrückung von höherfrequenten Resonanzen bei Direktantrieben*, SPS/IPC/DRIVES, Nürnberg, 2006.
- [53] Krah, Jens Onno; Schmirgel, Heiko: *FPGA Based Sine-Cosine Encoder Feedback Processing for Servo Drive Applications*, PCIM, Nürnberg, 2007.
- [54] Krah, Jens Onno; Klarenbach, Christoph: *FPGA based Field Oriented Current Controller for High Performance Servo Drives*, PCIM Session 4c, Nürnberg, 2008.
- [55] Li, Tan: *Digital Signal Processing Fundamentals and Applications*, Elsevier Verlag, 2008.
- [56] Leonhard, Werner: *Regelung elektrischer Antriebe*, Springer-Verlag GmbH, 2000.

- [57] Lothar, Wilhelmy: *Ohne Getriebe und ohne Batterie. Die neue Generation robuster Multiturn-Absolutgeber*, Sensor Magazin 3/2006.
- [58] Lothar, Wilhelmy; Uwe, Sawitzki: *Der Rest ist Rauschen*, [www.baumerhuebner.com](http://www.baumerhuebner.com).
- [59] Marius Alexandru, Mihalachi: *Position Acquisition and Control for Linear Direct Drives with Passive Vehicles*, Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 2010.
- [60] O.Fenker; Schumacher, Walter: *Control of an Induction Motor Without Shaft Encoder using VeCon-Chip*, 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 1, pp. 430-43, Trondheim, Norwegen, 1997.
- [61] OV.: *14-Bit, 10MSPS Self-Calibrating Analog-to-Digital Converter*, ADS850, Datenblatt der Firma Texas Instruments.
- [62] Papula, Lothar: *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*, Vieweg + Teubner, 2012.
- [63] Pritschow, Günter; Hiller, Bernhard: *Relativbeschleunigungssensor zur verbesserten Regelung von elektromechanischen Antriebssystemen*, SPS/IPC/DRIVES, S.643 - 652, Nürnberg, 1998.
- [64] Probst, Uwe: *Untersuchungen zur Verbesserung des Lastverhaltens elektrischer Antriebe am Beispiel einer mikrorechnergeregelten Asynchronmaschine*, Dissertation, Technische Universität Darmstadt, 1994.
- [65] Probst, Uwe: *Servoantriebe in der Automatisierungstechnik: Komponenten, Aufbau und Regelverfahren*, Vieweg + Teubner, 2011.
- [66] Quang, Nguyen Phung; Dittrich, Jörg-Andreas: *Praxis der feldorientierten Drehstromantriebsregelung*, Expert Verlag, 2. Auflage, 1999.
- [67] Sammoud, Hafedh: *Sensorreduktion bei der Regelung eines permanentenerregten Synchronmotors mit großem Feldschwächebereich*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2002.
- [68] Sahhary, Bassel: *Elektrische Antriebe mit dauermagneterregten Maschinen im dynamischen sensorlosen Betrieb*, Dissertation, Universität der Bundeswehr Hamburg, 2008.

- [69] Schmirgel, Heiko; Krah, Jens Onno: *FPGA Based Sine-Cosine Encoder to Digital Converter using Delta-Sigma Technology*, PCIM, Nürnberg, 2009.
- [70] Schröder, Dierk: *Elektrische Antriebsregelung von Antriebssystemen*, Springer-Verlag GmbH, 2001.
- [71] Schumacher, Walter: *Grundlagen der Regelungstechnik*, Vorlesungsskript, Technische Universität Braunschweig, 2008.
- [72] Schumacher, Walter: *Regelung in der elektr. Antriebstechnik*, Vorlesungsskript, Technische Universität Braunschweig, 2003.
- [73] Schumacher, Walter: *Regelungstechnik 1*, Vorlesungsskript, Technische Universität Braunschweig, 2002.
- [74] Schulze, Manfred: *Elektrische Servoantriebe: Baugruppen mechatronischer Systeme; mit Beispielen mit Lösungen*, Hanser, 2008.
- [75] Simons, Stephan: *Robuste kartesische Bahnregelung eines sensorgeführten Industrieroboters mit digital geregelten Drehstrom-Antrieben*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 1995.
- [76] Tobaben, Frithjof: *Von der Feldschwächung bis zur Ständerfrequenz Null: drehgeberlose Vier-Quadrant-Regelung von Drehstrommaschinen in Feldkoordinaten*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2003.
- [77] T.Karris, Steven: *Numerical analysis using MATLAB and spreadsheets*, Orchard Publications, 2004.
- [78] Trabelsi, Sami: *Umrichterprüfung mit Hardware-in-the-Loop und Einsatz einer neuartigen schnellen überschwingungsarmen Leistungsstufe*, Dissertation, Technische Universität Braunschweig, 2004.
- [79] VDI-Buchreihen, Gevatter, Hans-Jürgen: *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik in der Produktion*, Springer-Verlag GmbH, 2006.
- [80] Volder, Jack.E.: *The CORDIC Trigonometric Computing Technique*, IRE Transactions on Electronic Computers, Vol. EC-8, No.3, pp. 330-334, 1959.
- [81] Weck, Manfred: *Werkzeugmaschinen 3: Mechatronische Systeme, Vorschubantriebe, Prozessdiagnose*, Springer-Verlag GmbH, 2006.

- [82] Wilhelmy, Lothar: *Ohne Getriebe und ohne Batterie*, Hübner Elektromaschinen GmbH, Erweiterter Sonderdruck aus Antriebstechnik Januar 2006, <http://www.baumerhuebner.com>.
- [83] Xiao, Kun; Wang, Lina: *Analysis and Error Compensation of Electric Sine/Cosine Encoder*, Electronic Measurement & Instruments, International Conference ICEMI, Beijing, Pages: 1-87 - 1-90, 2009.
- [84] Yien, Christopher, *Incremental encoder errors: causes and ways to reduce them*, In Proceedings International Incremental Motion Conference (PCIM0 92), pp. 110-121, Nürnberg, Germany.



Dissertation an der Technischen Universität Braunschweig,  
Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik